

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

扇狀輻射場型單一導體帶狀洩漏波天線陣列

Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna
Array with Sectorized Radiation Pattern

研究生：趙家綱 (Chia-Kang Chao)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十七年 六月

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

扇狀輻射場型單一導體帶狀洩漏波天線陣列

Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna Array with Sectorized
Radiation Pattern



研究生： 趙家綱 (Chia-Kang Chao)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十七年六月

扇狀輻射場型單一導體帶狀洩漏波天線陣列

Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna Array with Sectored
Radiation Pattern

研究生：趙家綱

Student : Chia-Kang Chao

指導教授：林育德 博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
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

扇狀輻射場型單一導體帶狀洩漏波天線陣列

研究生：趙家綱

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

一般的洩漏波天線具有寬頻、高增益、高指向性等優點。而單一導體洩漏波天線具有輻射場型在 end-fire 方向的特性，因此適合使用在扇狀輻射場型的應用中。而為了達到單一導體洩漏波模態，我們使用非平衡-平衡微帶線來激發洩漏波模態。

傳統型天線陣列為直線排列，目的是使輻射場型更為集中，增益更高。而在本論文中，利用天線陣列扇型擺放方式，造成扇狀輻射場型，同時保有寬頻、高增益，及場型在 end-fire 方向等優點。

為了使輻射效率更好，設計一個低反射係數且寬頻的功率分配器。最後天線的頻寬從 8.41 到 14.1GHz，並且增益在頻段內有達到 6.14dBi。而在波束寬的部分也有達到寬頻的目的。

Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna Array with Sectored Radiation Pattern

Student: Chia-Kang Chao

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In general, a leaky wave antenna has several advantages: broadband, high gain, and high directivity. The radiation pattern of the single-conductor strip leaky wave antenna is in the end-fire direction, so it is appropriate for applications which need sectored radiation patterns. To excite the first higher order leaky mode of single-conductor strip antennas, we use inverted balanced microstrip line as the feeding structure.

A typical antenna array is arranged in a line to perform high directivity. In this thesis, a broadband antenna array with sector-arrangement is proposed and this array has the sectored radiation pattern with high gains.

To radiate power into space efficiently, a wideband power divider is also designed and implemented. The bandwidth of the antenna array is from 8.41 to 14.1 GHz, and the antenna gains are over 6.14 dBi in this frequency range. The antenna beamwidth is also broadened successfully.

誌 謝

首先，我要感謝我的指導教授—林育德博士，在研究生活兩年中學術研究及專業研究上的指導，使得在無線通訊及天線這領域上有更進一步的研究及了解。

另外，感謝林烈全學長，在碩一、碩二時研究上遇到瓶頸時給予適時的幫助，還要感謝郭宏德、彭士彥、曾智聰、呂旻翰學長帶領我們成長，教導我們設計天線的方式。還要感謝實驗室的同學，程奕翔、陳鈺、陳志豪、陳建宏在這兩年來互相砥礪扶持，才能順利的完成研究。學弟林侑賢、王仁佑、陳信良在我碩二這年的幫助。

最後感謝交大電信的老師們及其他實驗室的同學，讓我完成研究所的學業。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表錄.....	vi
圖錄.....	vii
第一章 導論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節大綱.....	2
第二章 基本理論及特性.....	3
2.1 平衡式微帶線.....	3
2.2 反向平衡式微帶線.....	4
2.3 洩漏波模態激發電路.....	6
2.4 單一導體帶狀洩漏波天線理論及特性.....	7
第三章 扇狀輻射場型單一導體洩漏波天線陣列.....	14
3.1 設計流程.....	14
3.1.1 二元素天線陣列分析.....	14
3.1.2 四元素天線陣列分析.....	17
3.1.3 功率分配器.....	19
3.1.4 模擬與實作量測.....	21
3.2 八元素單一導體洩漏波天線陣列.....	28
3.2.1 單一導體洩漏波天線的尺寸改變.....	28
3.2.2 功率分配器的改進.....	30
3.2.3 八元素單一導體洩漏波天線陣列模擬與實作.....	34

3.3	十六元素單一導體洩漏波天線陣列.....	38
3.3.1	功率分配器.....	38
3.3.2	十六元素單一導體洩漏波天線陣列的實作量測.....	39
第四章	結論.....	43
參考文獻	44



表錄

表 3-1	11GHz 二元天線陣列在 xy 平面的輻射場型資料.....	15
表 3-2	12GHz 二元天線陣列在 xy 平面的輻射場型資料.....	15
表 3-3	11GHz 四元天線陣列在 xy 平面的輻射場型資料.....	17
表 3-4	12GHz 四元天線陣列在 xy 平面的輻射場型資料.....	17



圖錄

圖 2-1	平衡式微帶線示意圖	3
圖 2-2	平衡式微帶線剖面圖	4
圖 2-3	反向平衡式微帶線示意圖	5
圖 2-4	反向平衡式微帶線側視結構圖	5
圖 2-5	洩漏波模態激發電路府視示意圖	6
圖 2-6	單一導體帶狀洩漏波天線示意圖	7
圖 2-7	單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖	8
圖 2-8	單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖	9
圖 2-9	單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖	10
圖 2-10	單一導體帶狀洩漏波在 10GHz 的輻射場型模擬圖(a)Eplane	11
	(b)Hplane	11
圖 2-11	單一導體帶狀洩漏波在 11GHz 的輻射場型模擬圖(a)Eplane	12
	(b)Hplane	12
圖 2-12	單一導體帶狀洩漏波在 12GHz 的輻射場型模擬圖(a)Eplane	13
	(b)Hplane	13
圖 3-1	二元天線陣列排列方式示意圖	15
圖 3-2	二元天線陣列在 xy 平面的輻射場型比較圖(a)11GHz	16
	(b)12GHz	16
圖 3-3	四元天線陣列排列方式示意圖	17
圖 3-4	四元天線陣列在 xy 平面的輻射場型比較圖(a)11GHz	18
	(b)12GHz	18
圖 3-5	一分二功率分配器	19
圖 3-6	一分二功率分配器 S 參數模擬圖	19
圖 3-7	一分四功率分配器	20
圖 3-8	一分四功率分配器 S 參數模擬圖	20
圖 3-9	二元天線陣列俯視圖	21
圖 3-10	二元天線陣列反射損耗模擬圖	21
圖 3-11	二元天線陣列 11G 輻射場型模擬圖	22
圖 3-12	二元天線陣列 12G 輻射場型模擬圖	23
圖 3-13	四元天線陣列俯視圖	24
圖 3-14	四元天線陣列反射損耗模擬與量測圖	25
圖 3-15	四元天線陣列 11G 輻射場型	26
圖 3-16	四元天線陣列 12G 輻射場型	27
圖 3-17	重新調整後的單一導體洩漏波天線圖	28
圖 3-18	重新調整後的單一導體洩漏波天線反射損耗模擬圖	29
圖 3-19	重新調整後的單一導體洩漏波天線在 Eplane 輻射場型	29

圖 3-20 改進後的一分二功率分配器	30
圖 3-21 一分二功率分配器 S 參數模擬圖	31
圖 3-22 改進後的一分四功率分配器	31
圖 3-23 一分四功率分配器 S 參數模擬圖	32
圖 3-24 一分八功率分配器	32
圖 3-25 一分八功率分配器的 S 參數模擬圖	33
圖 3-26 八元素單一導體洩漏波天線示意圖	34
圖 3-27 八元素單一導體洩漏波天線反射損耗	35
圖 3-28 八元素單一導體洩漏波天線陣列在 11GHz 輻射場型(a)xy 平面	36
(b)yz 平面	36
圖 3-29 八元素單一導體洩漏波天線陣列在 12GHz 輻射場型(a)xy 平面	37
(b)yz 平面	37
圖 3-30 一分十六功率分配器示意圖	38
圖 3-31 一分十六功率分配器反射係數	38
圖 3-32 十六元素單一導體洩漏波天線陣列	39
圖 3-33 十六元素單一導體洩漏波天線陣列反射係數量測圖	40
圖 3-34 十六元素單一導體洩漏波天線在 11GHz 輻射場型(a)xy 平面	41
(b)yz 平面	41
圖 3-35 十六元素單一導體洩漏波天線在 12GHz 輻射場型(a)xy 平面	42
(b)yz 平面	42



第一章 序論

(Introduction)

1.1 動機與目的

洩漏波天線在1979年，W. Menzel提出之後，由A. A. Oliner及K. S. Lee推導出洩漏波的橫向共振特性及輻射範圍判定，因此我們可以有根據地設計洩漏波天線。

洩漏波天線因為高階模的特性，因此會比傳統的諧振天線如貼片天線(patch antenna)、偶極天線(dipole antenna)還要高的頻寬，並且洩漏波天線擁有高增益、高指向性，以及掃頻(frequency-scanning)的特性，也就是天線的主波束會隨頻率的改變而變化，洩漏波天線因為擁有上述這些特性，而有許多應用。

洩漏波天線具有掃頻的特性，為了應用上更為便利，因而提出單一導體帶狀洩漏波天線，單一導體帶狀洩漏波天線同樣擁有高增益，高指向性，及高頻寬的特性，另外因為單一導體帶狀洩漏波天線的特性， EH_{01} 模態在場形上形成end-fire方向。

洩漏波天線為了激發高階模的模態，饋入方法跟傳統的傳輸線不一樣，本論文中使用了非平衡-平衡電路來激發高階模的洩漏波。並且要令此饋入結構達到阻抗的匹配。

傳統的天線陣列是直線排列，目的是為了讓指向性更集中，而隨著天線陣列的擺放方式不同，場型也會隨之改變，本文中就提到利用扇型擺放的方式，使得輻射場型在某一平面也呈現扇型場型，因此可以收發的範圍變廣，適合應用在天線前端需要大角度的收發範圍的通訊系統中。

1.2 章節大綱

本論文第二章介紹單一導體帶狀洩漏波天線的基本原理以及非平衡-平衡式的饋入結構。

第三章介紹利用單一導體帶狀洩漏天線做扇形排列設計的天線陣列，以及天線頻寬及場形的量測結果。

第四章就本篇論文所設計的天線，對其成果及應用上做最後的總結。



第二章 基本理論及特性

本章將會介紹單一導體帶狀洩漏波天線的基本原理及它的一些特性，以及平衡-非平衡激發電路的饋入結構。

2.1 平衡式微帶線

圖2-1為一平衡式微帶線，在(I)的部分即為傳統型非平衡型微帶線，在(II)的部分是非平衡式微帶線轉平衡式微帶線的轉換電路，在(III)即是平衡式微帶線。平衡式微帶線跟傳統型微帶線的差异在於，一般傳統型的微帶線火線是一條帶線，而地卻是遠大於火線；而平衡式的微帶線，上下線寬等長，因此地就無需占據許多空間，由此則可設計饋入結構，產生高階模洩漏波。而(II)的部分若轉變區能夠拉長，則可預期阻抗匹配會更好。

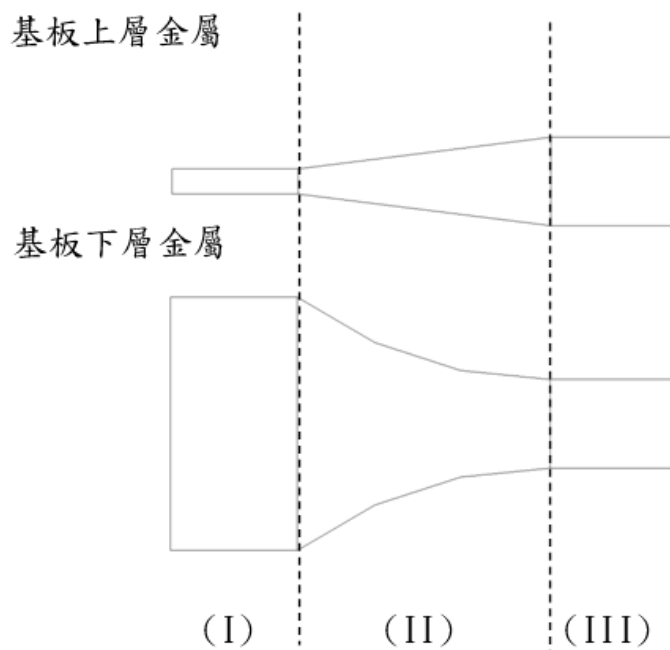


圖2-1: 平衡式微帶線示意圖

圖2-2為平衡式微帶線的剖面圖，由中間虛線部分的虛擬地，平衡式微帶線若想要匹配 50Ω ，可以假想上層正極與虛擬地形成一傳統型微帶線，而阻抗由於上下串聯的關係，因此上層正極與虛擬地的等效阻抗為 50Ω 一半即 25Ω ，則可用txline軟體以高度為一半，阻抗也為一半的等效非平衡式微帶線求出線寬。

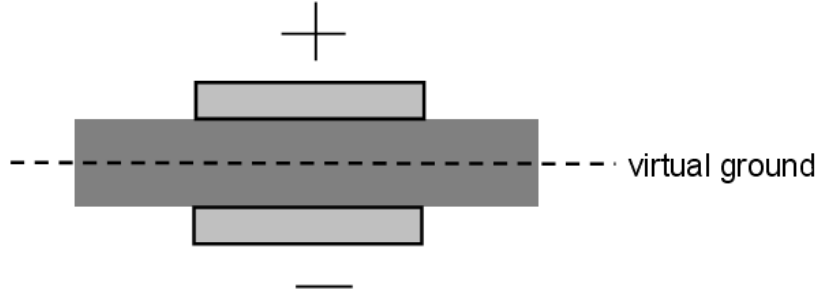


圖2-2: 平衡式微帶線剖面圖

2.2 反向平衡式微帶線

圖2-3為反向平衡式微帶線示意圖，利用此結構讓平衡式微帶線上下正負位置對調形成反向。調整各參數來達到所需頻段反射損失小於 -10dB ， $l_{dn} = 1\text{mm}$ ， $l_{up} = 0.9\text{mm}$ ， $l_{gp} = 0.13\text{mm}$ ， $r_v = 0.3\text{mm}$ ， $l_v = 0.243\text{mm}$ ， $W_m = 1.83\text{mm}$ ， $h = 0.508\text{mm}$ ， $\epsilon_r = 2.2$ 。圖2-4為反向平衡式微帶線側視結構圖。在平衡式微帶線傳輸的途中，利用鉚釘連接上下帶線，使下層接通到正電壓，而上層接通到負電壓，達到反向的效果。

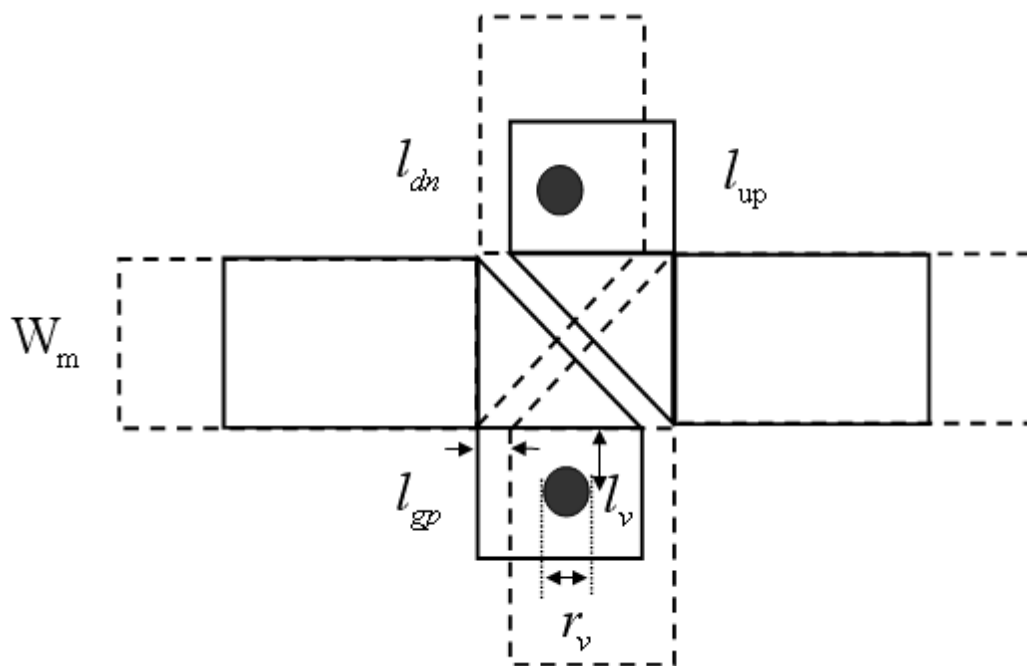


圖2-3: 反向平衡式微帶線示意圖

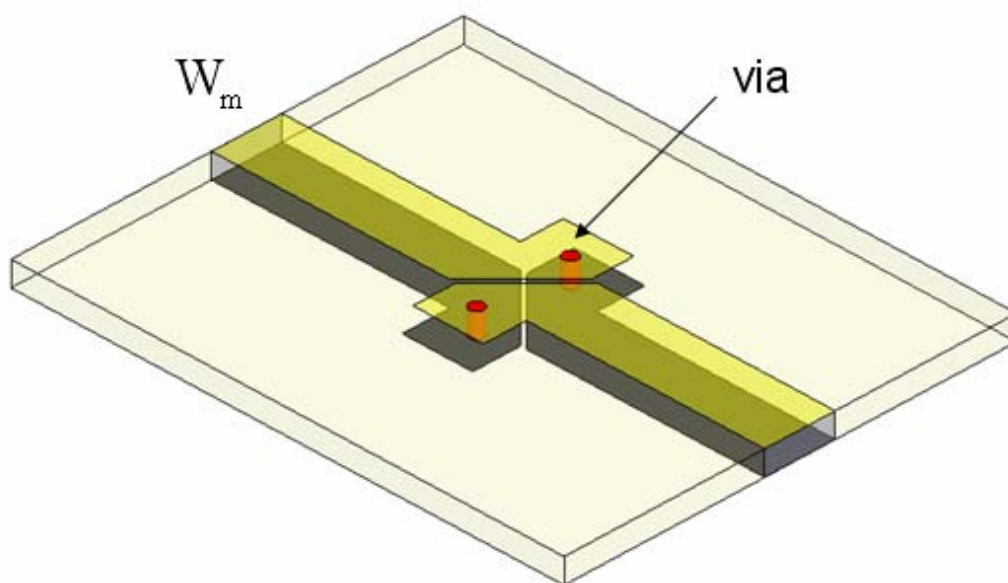


圖2-4: 反向平衡式微帶線側視結構圖

2.3 洩漏波模態激發電路

圖2-5為洩漏波模態激發電路俯視示意圖。目的是在同一層平面上同時激發一個正負的訊號源，輸出端port2及port3能量要均分，而且相位必需相差 180° 。因此結合了上述的非平衡式微帶線，轉換電路，平衡式的微帶線，以及反向平衡式微帶線的組合，以及因為單一導體帶狀洩漏波天線在下層是沒有所謂的地，因此必需在下層製造一個回流機制，使電流在遇到天線端後下層電流能往旁邊回流，不至於讓電流遇到不連續界面太明顯。因為port2有經過反向平衡式微帶線，電流多經過了鉚釘的路徑(鉚釘的高度)，所以在port3必需做路徑的補償，在結構圖上可以觀察到，在能量分配器後，port3的路徑比port2的路徑稍長來維持相位相差 180° 。

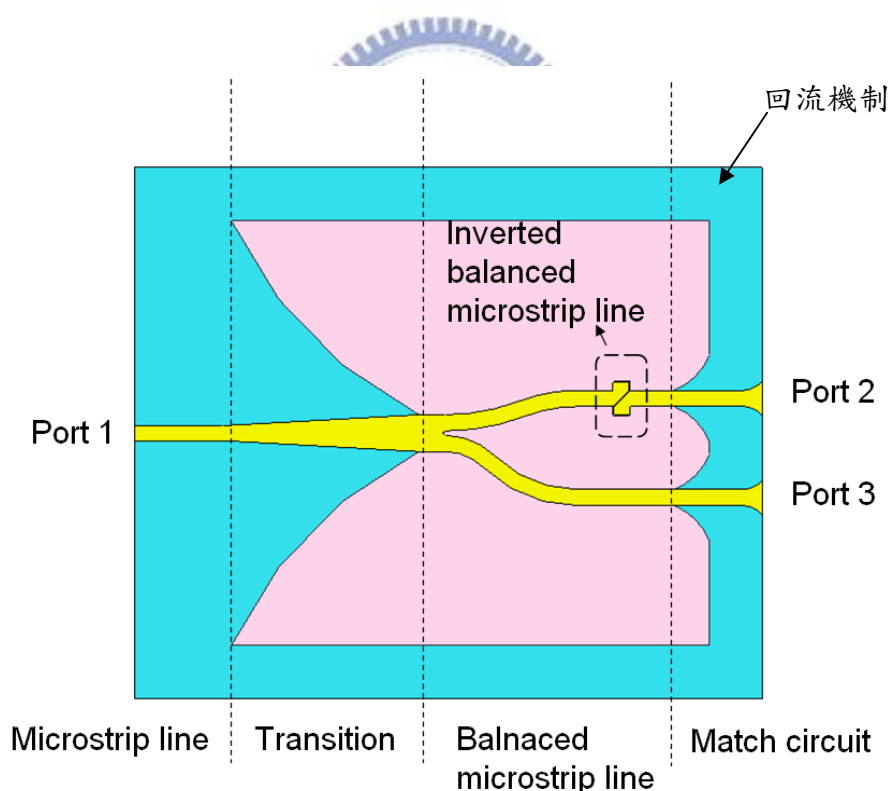


圖2-5: 洩漏波模態激發電路俯視示意圖

2.4 單一導體帶狀洩漏波天線的理論及特性

圖2-6為單一導體帶狀洩漏波天線示意圖，在基板的上層有傳輸線狀的金屬，而下層沒有實際的地，透過洩漏波模態激發電路激發洩漏波模態，因為基板下層沒有地的關係， TE_0 及 TM_0 兩種表面波的模態可以同時存在於單一導體帶狀的架構中，而 EH_{01} 的洩漏波模態可以維持非常寬頻範圍。

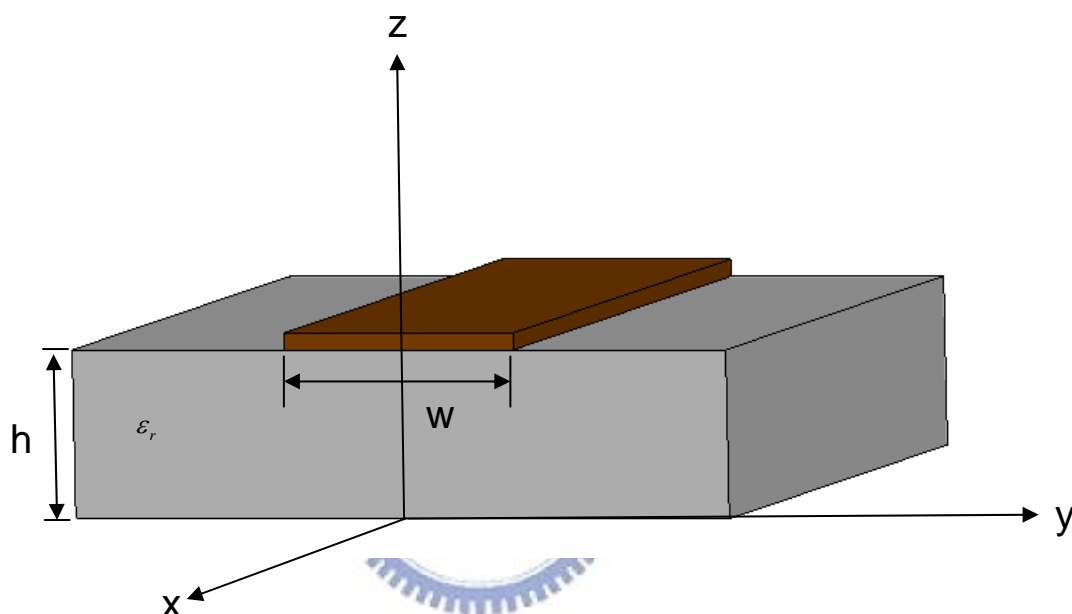


圖2-6: 單一導體帶狀洩漏波天線示意圖

圖2-7為單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖，縱軸為正規化相位常數 β/k_0 及正規化衰減常數 α/k_0 ，橫軸為頻率，其中 k_0 為自由空間的波數(wavenumber)。在帶線寬度為20mm，基板介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，基板高度 $h = 0.508mm$ (20mil)。洩漏波起始於實部的傳播能量超過虛部的傳播能量，直到 $\beta/k_0 \geq 1$ 時結束洩漏模態。可以觀察到正規化相位常數在4GHz向下穿越正規化衰減常數，但是在4GHz這個頻率的傳播常數都超越了 TE_0 (1.0003)和 TM_0 (1.0001)表面波模態。因此必需等到4.5GHz後 $\beta/k_0 \leq 1$ 開始才有 EH_{01} 的模態，而 EH_{01} 洩漏波模態在這尺寸之下可從4.5到13.8GHz。

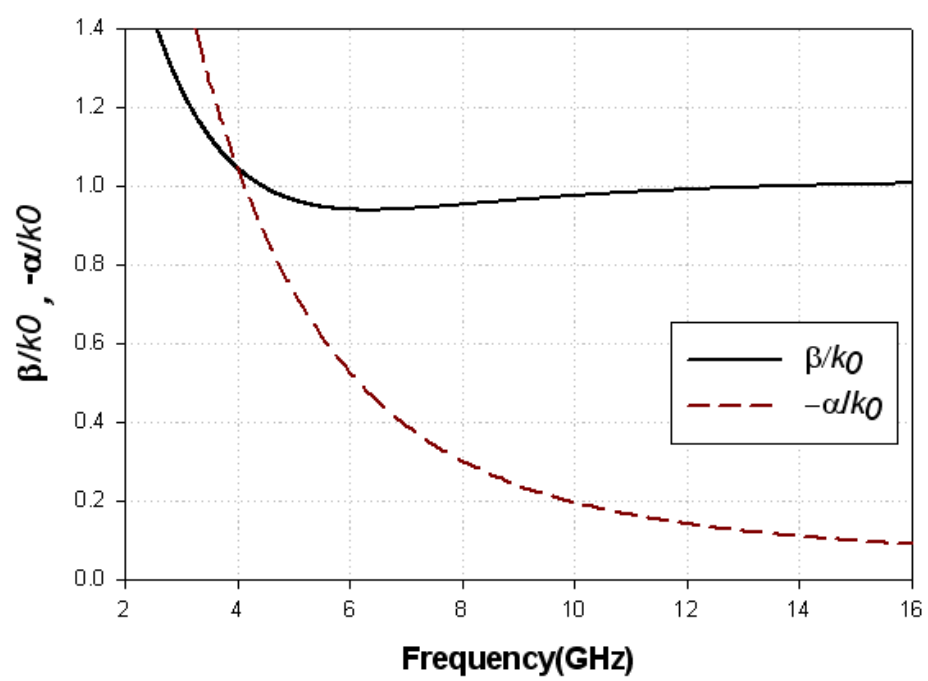
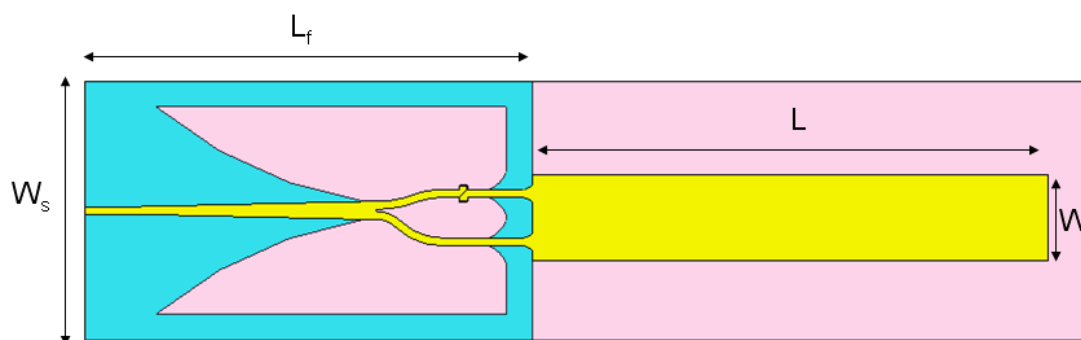


圖2-7: 單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖

圖2-8為單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖，天線部分如同上述，天線寬度 $W = 20\text{mm}$ ，天線長度 $L = 120\text{mm}$ ，板材厚度 $h = 0.508\text{mm}$ ，前端再加入洩漏波模態激發電路，單一天線的基板寬度 $W_s = 60\text{mm}$ ，饋入結構的長度 $L_f = 104\text{mm}$ 。



$W=20\text{mm}$ ， $L=120\text{mm}$ ， $L_f=104\text{mm}$ ， $W_s=60\text{mm}$

圖2-8: 單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖

圖2-9為單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖，可以觀察到單一導體帶狀洩漏波天線的頻寬可從7.74GHz到13GHz，頻寬為5.26GHz，在前述中有討論過只有單一導體帶狀洩漏波天線的模形時，由正規化相位常數可以推論出天線頻寬理論值為4.5GHz到13.8GHz，可是受限於饋入結構的方式，因此實際頻寬略為縮減。

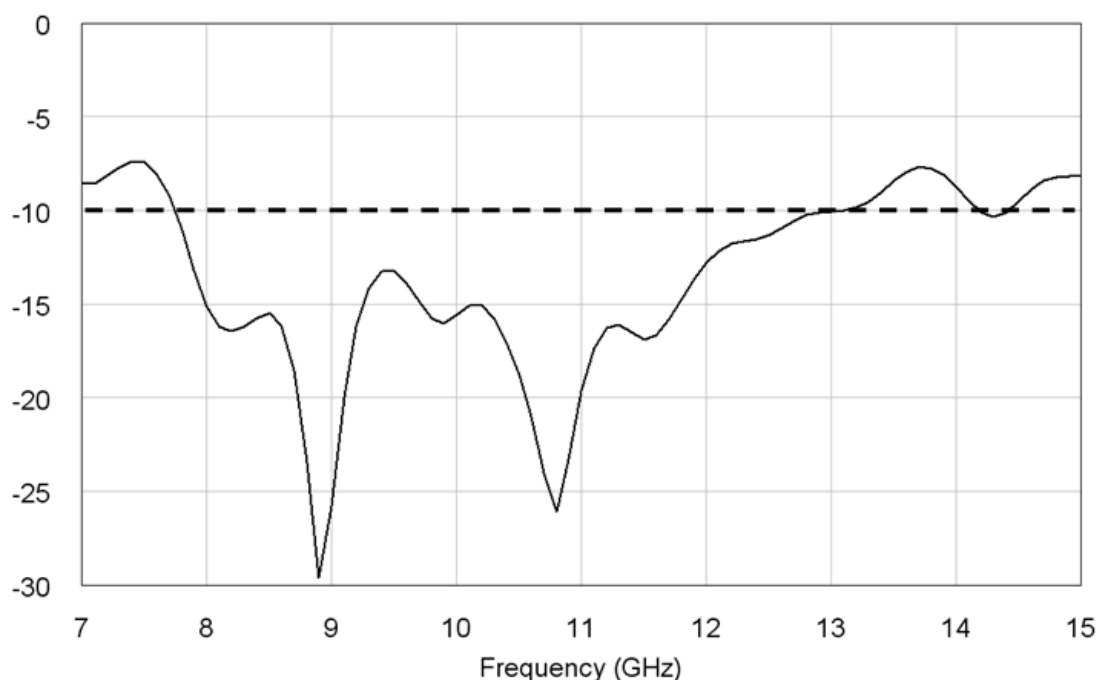
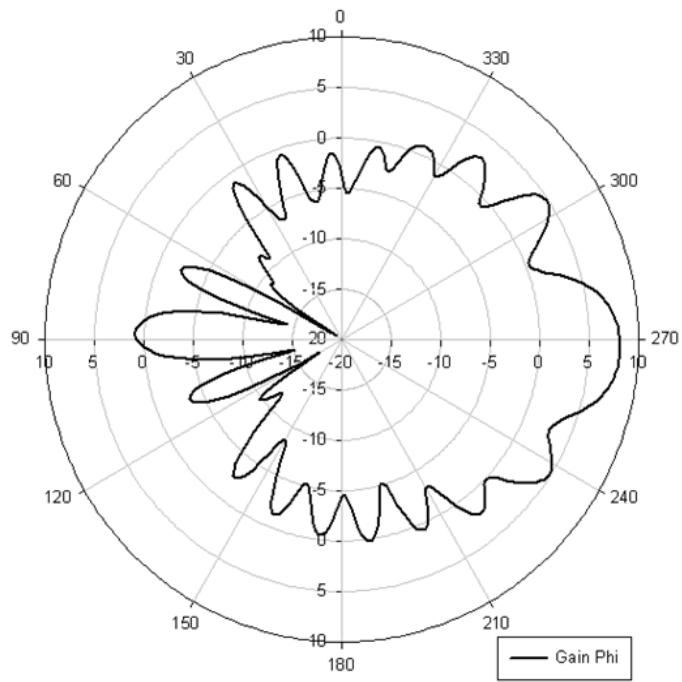


圖2-9: 單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖

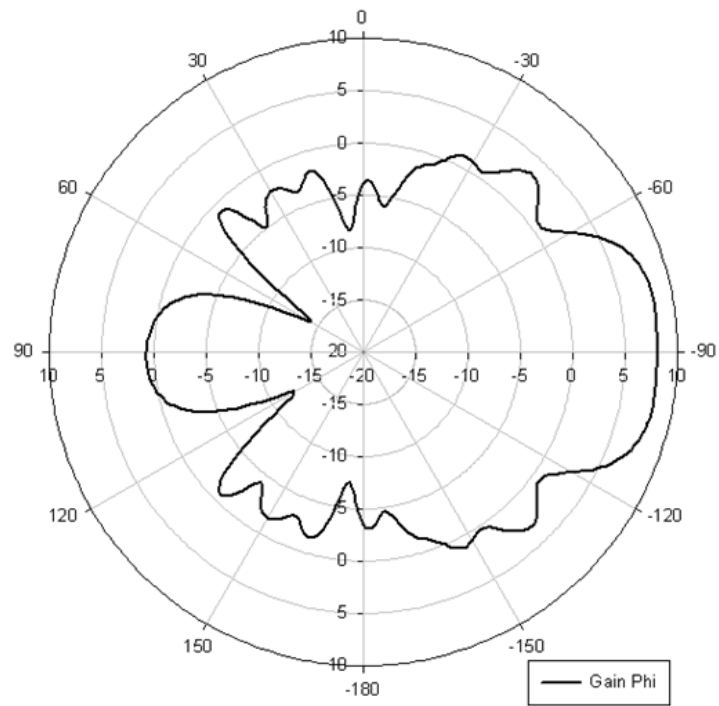
圖2-10為單一導體帶狀洩漏波天線在10GHz輻射場型，圖2-10(a)為單一導體帶狀洩漏波天線在10GHz Eplane的輻射場型，稍有不對稱的現象是在於饋入結構的不對稱造成的，Eplane切面上，最大的增益為8.15dBi，圖2-11(b)為單一導體帶狀洩漏波天線在10GHz Hplane的輻射場型，最大增益為8.17dBi，則可以看出單一導體帶狀洩漏波天線輻射場型在end-fire方向。

圖2-11為單一導體帶狀洩漏波天線在11GHz輻射場型，圖2-11(a)為單一導體帶狀洩漏波天線在11GHz Eplane的輻射場型，最大的增益為8.46dBi，圖2-11(b)為單一導體帶狀洩漏波天線在11GHz Hplane的輻射場型，最大增益為8.16dBi，則可以看出單一導體帶狀洩漏波天線輻射場型在end-fire方向。

圖2-12為單一導體帶狀洩漏波天線在12GHz的輻射場型，圖2-12(a)為單一導體帶狀洩漏波天線在12GHz Eplane的輻射場型，最大增益為8.37dBi，圖2-12(b)為單一導體帶狀洩漏波天線在12GHz Hplane的輻射場型，最大增益為8.37dBi。

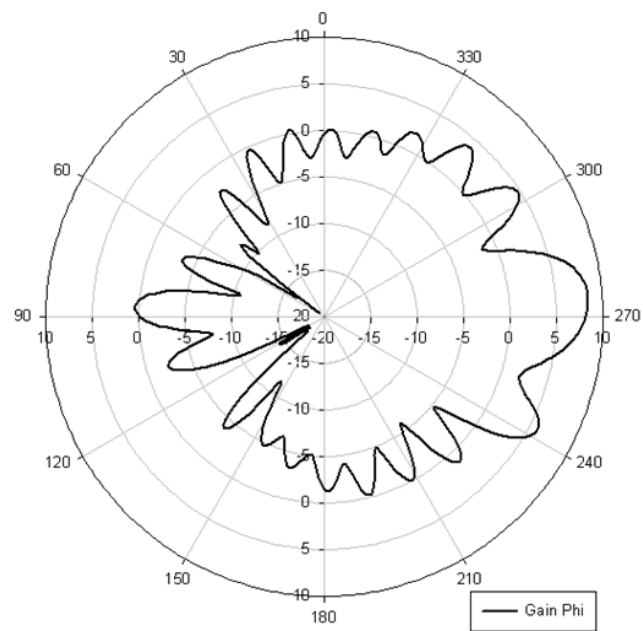


(a)

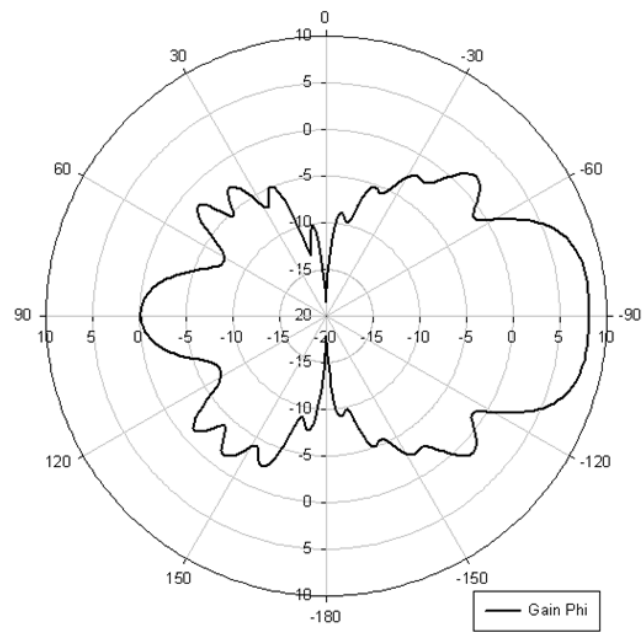


(b)

圖2-10: 單一導體帶狀洩漏波在10GHz的輻射場型模擬圖(a)Eplane (b)Hplane

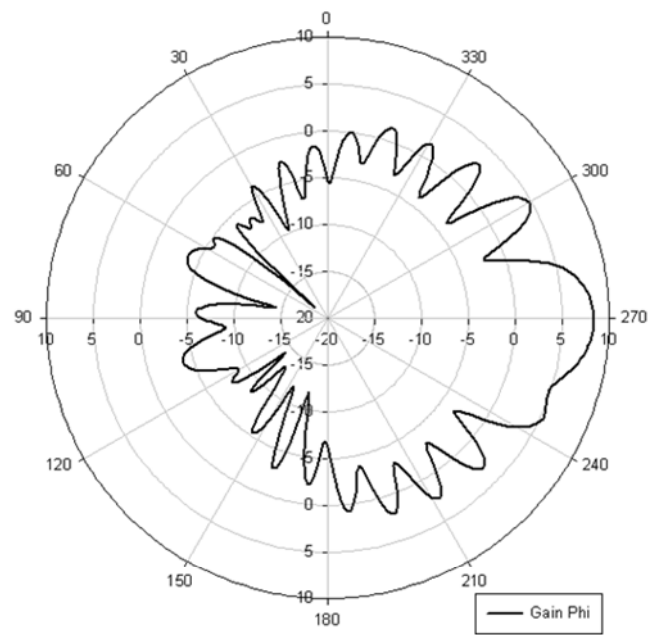


(a)

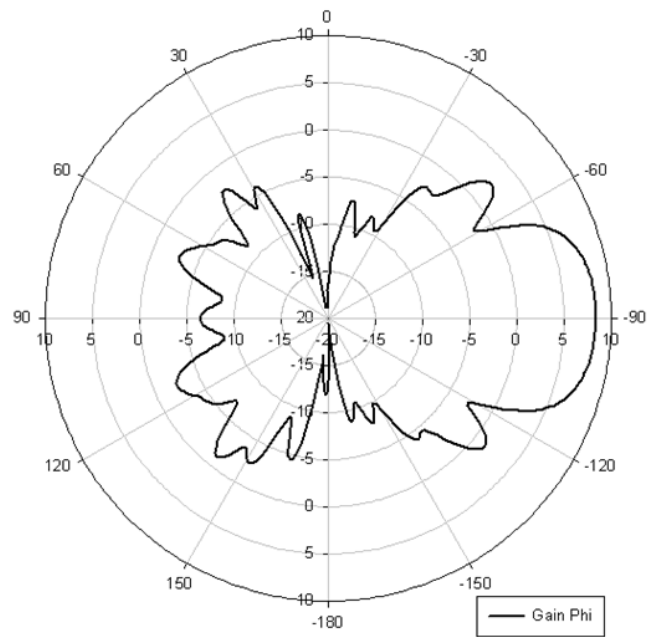


(b)

圖2-11: 單一導體帶狀洩漏波在11GHz的輻射場型模擬圖(a)Eplane (b)Hplane



(a)



(b)

圖2-12: 單一導體帶狀洩漏波在12GHz的輻射場型模擬圖(a)Eplane (b)Hplane

第三章 扇狀輻射場型單一導體帶狀洩漏波天線陣列

(Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna Array with Sected Radiation Pattern)

本章介紹由單一導體帶狀洩漏波天線以扇狀排列的天線陣列，使得天線的輻射場型也呈現扇狀，而天線陣列的元素排列愈多個，可造成扇狀輻射場型張角愈大愈明顯。

3.1 設計流程

由第二章的單一導體帶狀洩漏波天線的特性，有寬頻、高增益、及場型在 end-fire 方向，因此輻射場型跟天線在同一平面上，而適合設計扇狀輻射場型天線陣列。傳統的天線陣列是做直線排列，主要特性是為了讓輻射場型更集中，造成更高的增益。而扇狀天線陣列卻跟傳統天線陣列不同，利用排列的方法不同，可以讓輻射場型可以讓場型張開一定的張角。設計流程先從二元天線陣列分析，再進一步分析四元天線陣列，觀察其角度變化對場型的影響。並妥當設計功率分配器使得每根天線的能量及相位都接近相同。

3.1.1 二元天線陣列分析

圖3-1為二元天線陣列排列方式示意圖，可以改變 r 及 θ 來決定增益及場型形狀。 r 的長度愈短則天線愈接近，可以維持高增益的狀態，而 θ 角度愈小，場型也愈集中，但是 r 及 θ 都受限於饋入結構，因此並沒有辦法毫無限制的縮短 r 也無法使 θ 的角度太小。

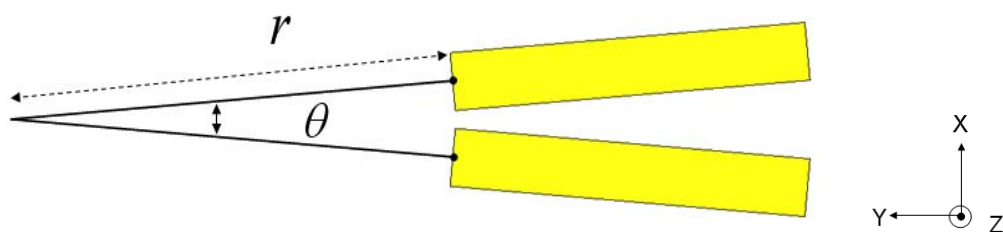


圖3-1: 二元天線陣列排列方式示意圖

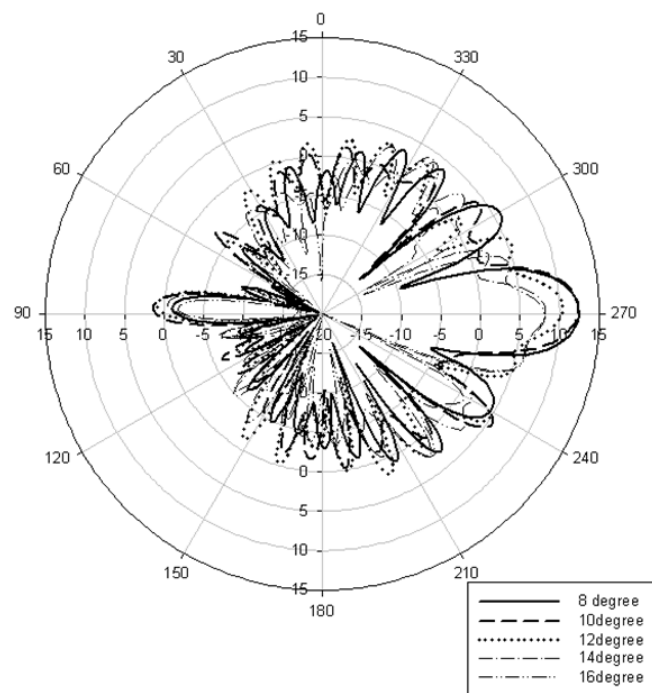
為了能設計饋入結構的情況下， r 的距離是被限制住的，我們為了高增益的情況，希望盡可能的縮短 r ，又為了讓後面保有足夠的空間能做饋入結構，因此決定 $r=150\text{mm}$ 。圖3-2是調整 θ 的輻射場型比較圖。可以明顯觀察出來，當角度愈大的時候，最大的增益是往下掉的趨勢，因此若要得到高增益的話，天線角度就必需小。由表3-1可以看出，以11GHz為例，若天線陣列張開的夾角愈大的話，則增益會因為天線不集中而縮小，而以半功率波束寬(Half-power beamwidth)來觀察天線輻射場型，則可以發現若隨著角度遞增，則半功率波束寬也會遞增，因此符合我們的預期。表3-2中，同樣也可以發現12GHz也有相同的特性，在隨著角度增加時，增益會遞減，而半功率波束寬也有遞增的現象，角度過大時會出現ripple，代表場型已經不夠集中。

	8 degree	10 degree	12 degree	14 degree	16 degree
Max Gain(dBi)	12.45	12.38	10.38	8.23	8.12
HPBW	17°	17°	15°	23°	23°

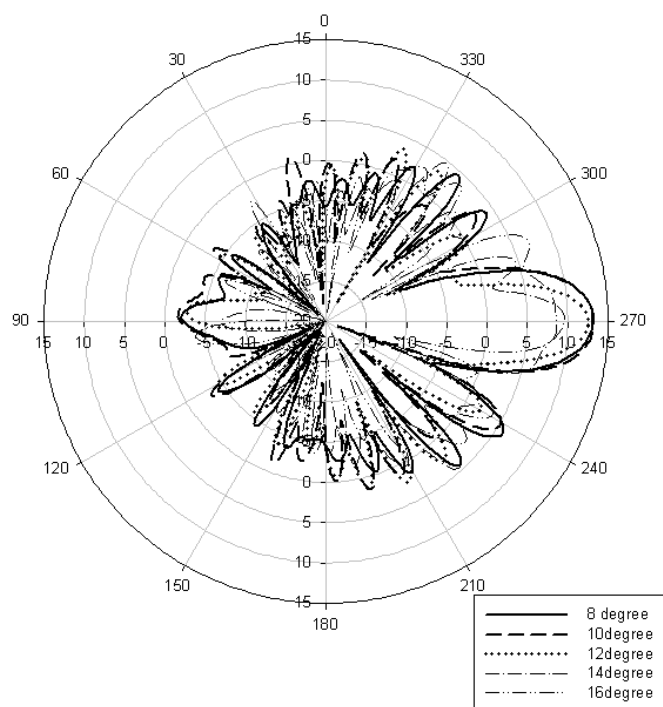
表3- 1：11GHz二元天線陣列在xy平面的輻射場型資料

	8 degree	10 degree	12 degree	14 degree	16 degree
Max Gain(dBi)	13.16	13.30	12.53	9.63	8.64
HPBW	18°	18°	15°	19°	22°

表3-2: 12GHz二元天線陣列在xy平面的輻射場型資料



(a)



(b)

圖3-2:二元天線陣列在xy平面的輻射場型比較圖(a)11GHz(b)12GHz

3.1.2 四元天線陣列分析

圖3-3為四元天線陣列排列方式示意圖，為了能保有空間設計饋入結構，因此決定 $r=150\text{mm}$ ，而改變角度的變化，分析其結果。

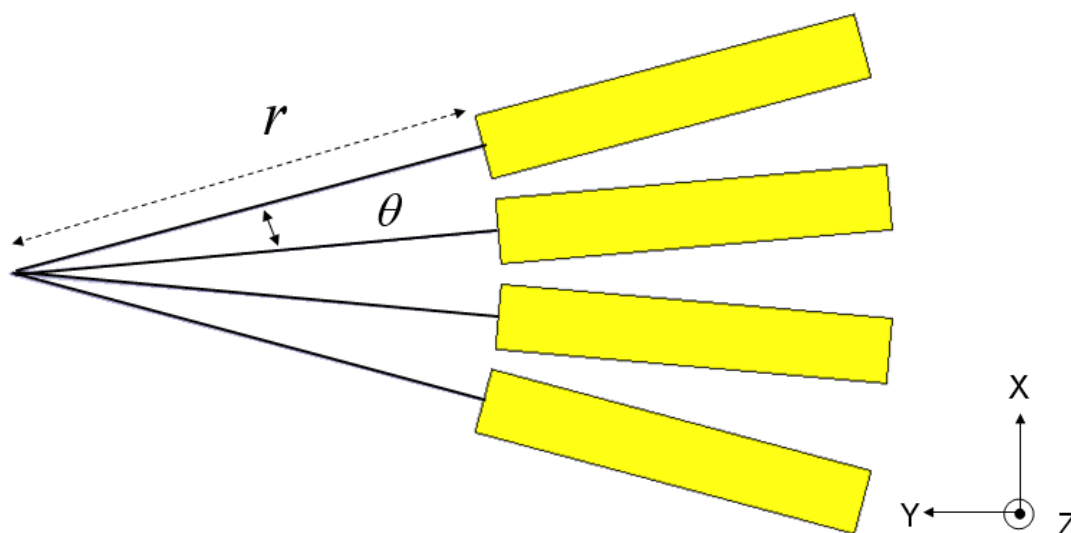


圖3-3: 四元天線陣列排列方式示意圖

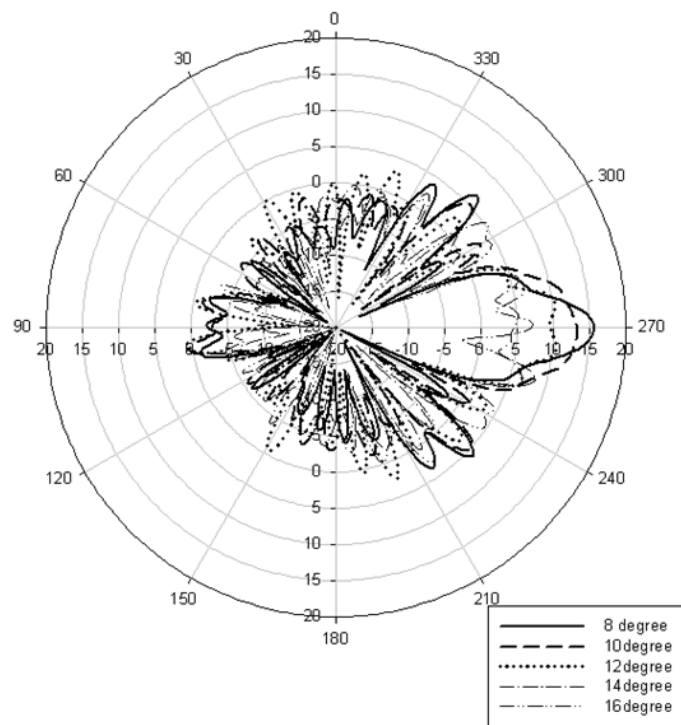
同樣我們比較8度、10度、12度、14度、16度的排列方式對場型的影響，由表3-3及表3-4，我們可以觀察在四元天線陣列中，張角愈大，增益一樣會遞減。圖3-4可以看出，此時從12度之後，出現了明顯的ripple，這是天線張角太大而有的現象，當元素增加時，在排列的方式上，出現破壞性干涉的情形就愈多，因此考慮到ripple的影響，以及增益，波束寬等條件，選擇張角小的，而為了在饋入結構實作上的可行性，因此選定張角為10度。

	8 degree	10 degree	12 degree	14 degree	16 degree
Max Gain(dBi)	15.59	13.35	10.57	8.47	6.96

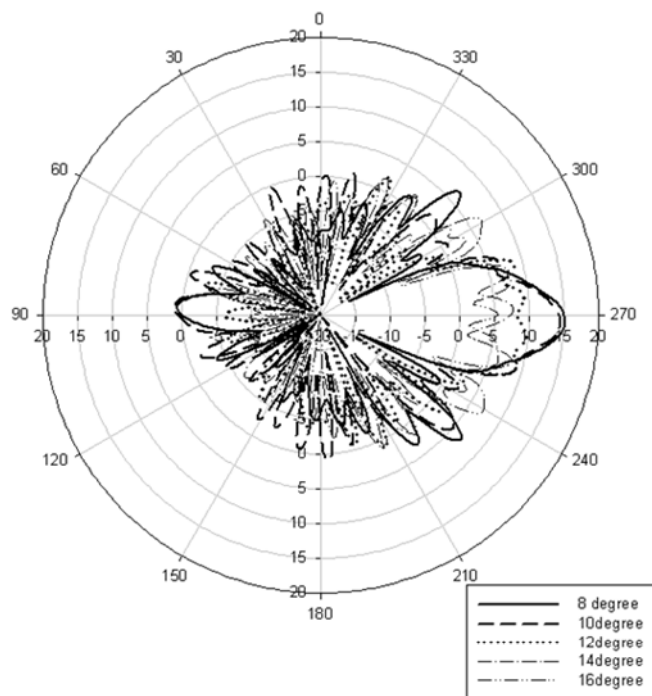
表3-3: 11GHz四元天線陣列在xy平面的輻射場型資料

	8 degree	10 degree	12 degree	14 degree	16 degree
Max Gain(dBi)	15.16	14.51	9.76	8.28	7.16

表3-4: 12GHz二元天線陣列在xy平面的輻射場型資料



(a)



(b)

圖3-4: 二元天線陣列在xy平面的輻射場型比較圖(a)11GHz(b)12GHz

3.1.3 功率分配器

為了達到讓天線等相位的目的，我們設計一個能量均分又等相位的功率分配器，圖3-5為一分二功率分配器，每一個埠的線寬都設計在特性阻抗為 50Ω ，port2及port3以並聯的方式匹配至特性阻抗為 25Ω 的線寬。圖3-6為一分二功率分配器S參數模擬圖，決定緩變轉換區的長度，使得 S_{11} 所需頻段在 -10dB 以下，而 S_{21} 及 S_{31} 幾乎重疊，在頻段內介於 $-3.2\sim-3.4\text{dB}$ 之間。如圖3-6所示，可以推論能量確實有均分在兩個埠。

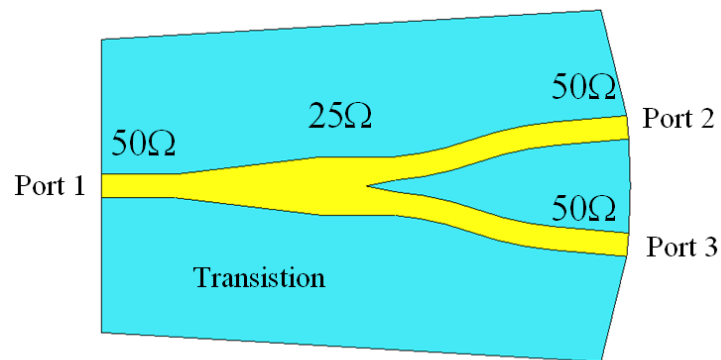


圖3-5: 一分二功率分配器

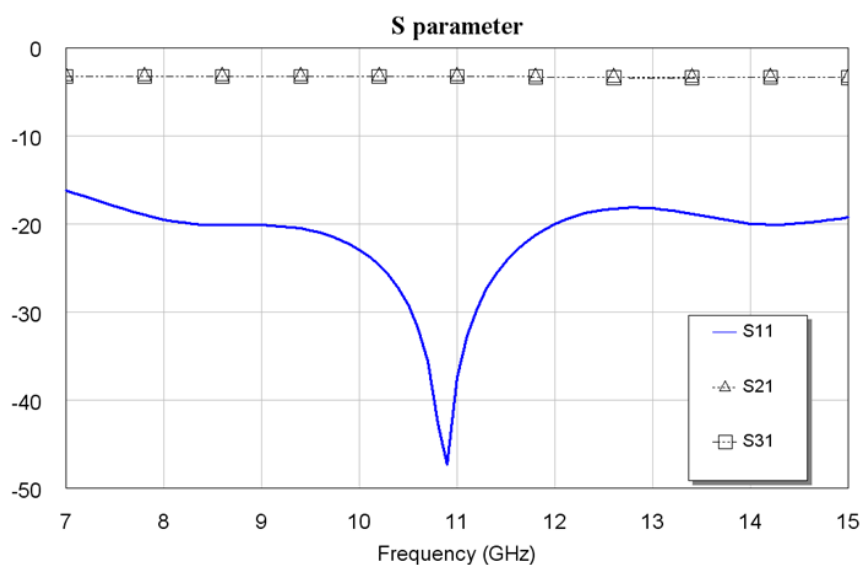


圖3-6: 一分二功率分配器S參數模擬圖

圖3-7為一分四功率分配器，繼上述的一分二功率分配器，前級再做一個一分二功率分配器，使得能量從埠1進入，能量均分成四份，圖3-8為一分四功率分配器S參數模擬圖，在所需頻段仍然有在-10dB以下，而 S_{21} ， S_{31} ， S_{41} ， S_{51} 在頻段中為-6.2~-6.7 dB，可以看出能量確實有四等分，且誤差不大。

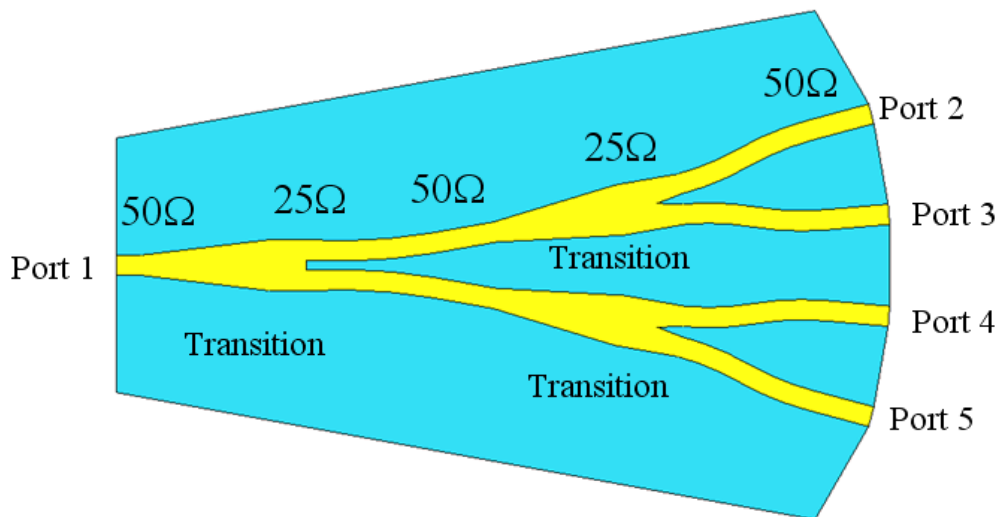


圖3-7: 一分四功率分配器

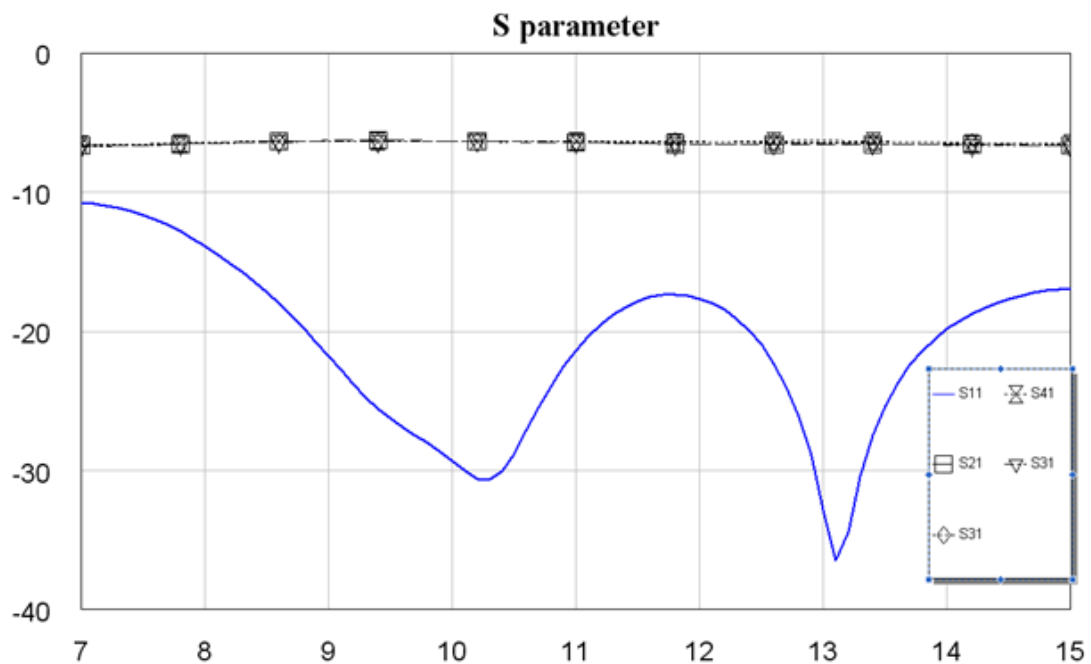


圖3-8: 一分四功率分配器S參數模擬圖

3.1.4 模擬與實作量測

綜合上述所說，結合功率分配器與天線的部分，圖3-9為二元天線陣列俯視圖，圖中左邊的小圓點即為張角的虛擬圓心，圓心到天線的距離為150 mm。圖3-10是二元天線陣列反射損耗模擬圖，頻寬從7.9GHz到14.6GHz，圖3-11為二元天線陣列11GHz輻射場型，最大增益為13.88dBi，場型在yz方向仍然維持在end-fire方向，圖3-12為二元天線陣列12GHz輻射場型，最大增益為14.55dBi。

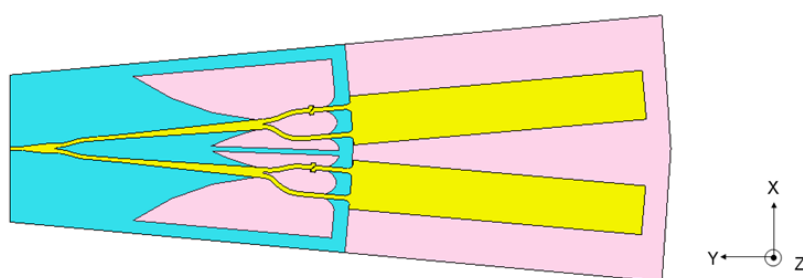
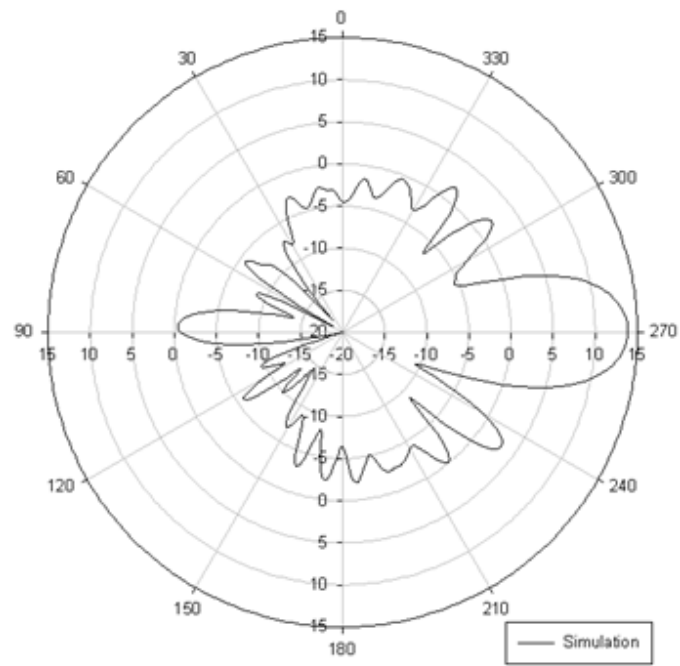


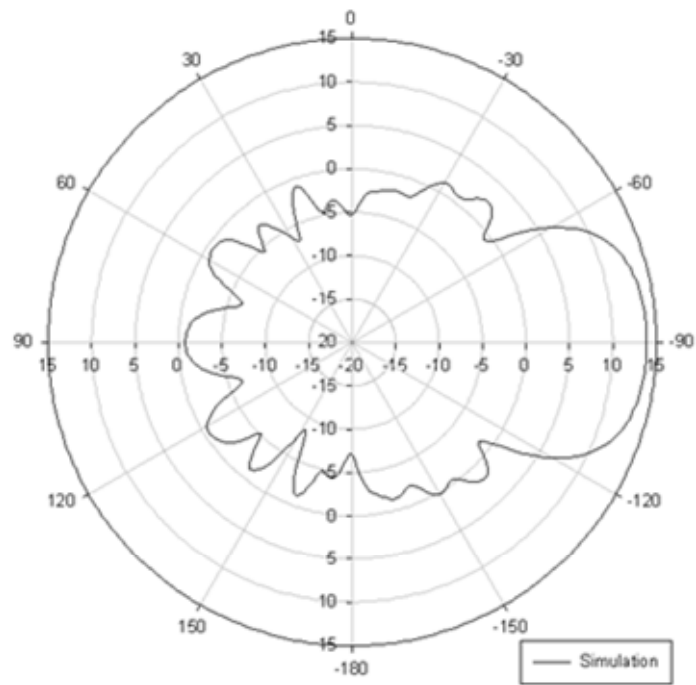
圖3-9: 二元天線陣列俯視圖



圖3-10 二元天線陣列反射損耗模擬圖

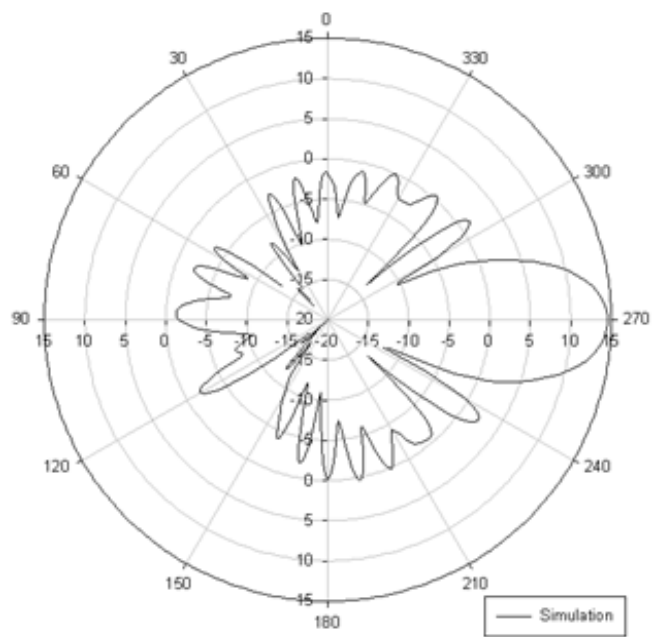


(a)

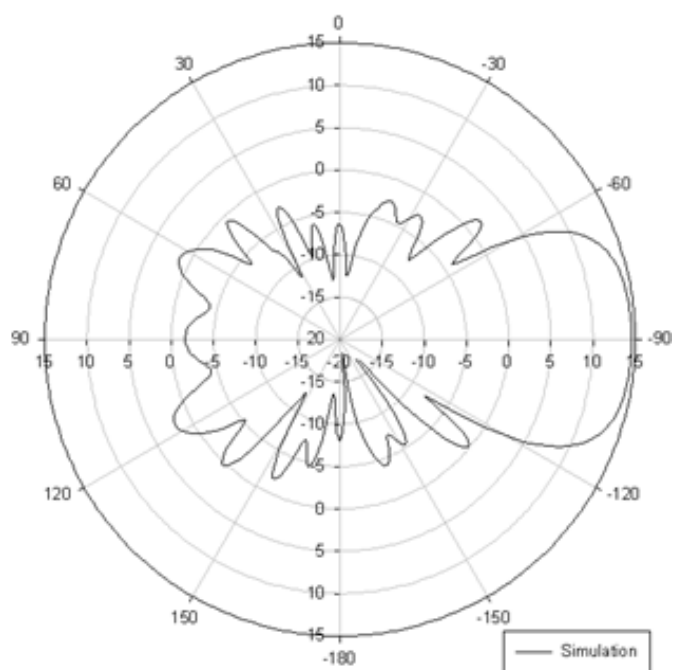


(b)

圖3-11 二元天線陣列11GHz輻射場型模擬圖



(a)



(b)

圖3-12 二元天線陣列12GHz輻射場型模擬圖

圖3-13為四元天線陣列俯視圖，張角為10度，圖中黑色圓點為當初設計的虛擬圓心，虛擬圓心到天線距離為150mm。圖3-14為四元天線陣列反射損耗模擬與量測圖，虛線部分是模擬結果，而實線部分是量測結果，可以看出量測出來的反射損耗在10.5~13GHz並沒有如模擬般的在-10dB以下，因此在下一個小節中，將再針對反射損耗的部分再做改善，而圖3-15為四元天線陣列11GHz輻射場型，實際量測最大增益為12dBi，圖3-16為四元天線陣列12GHz輻射場型，實際量測最大增益為11.9dBi。

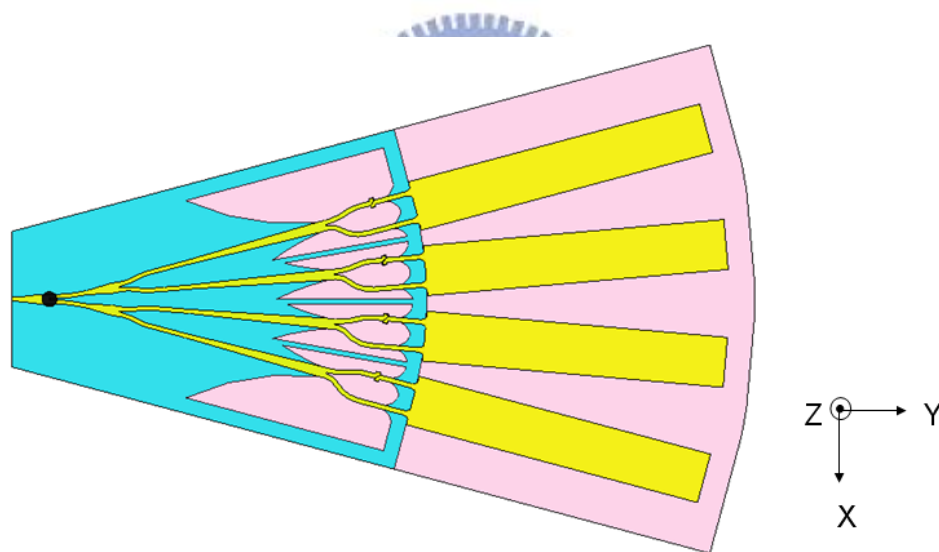


圖3-13: 四元天線陣列俯視圖

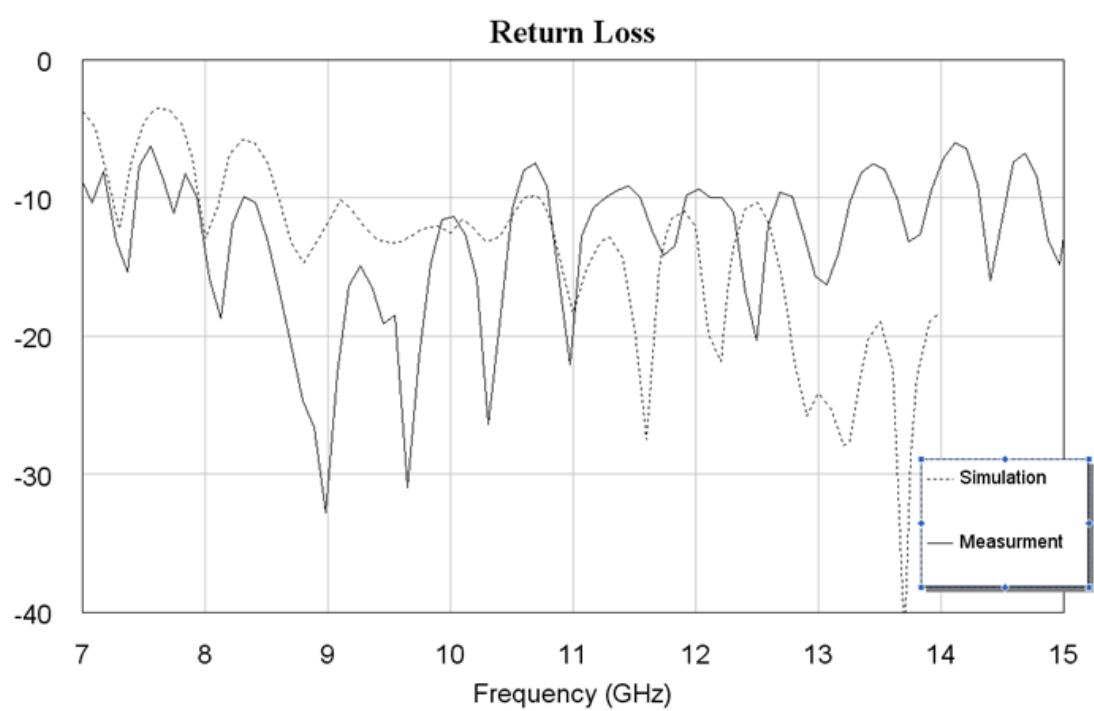
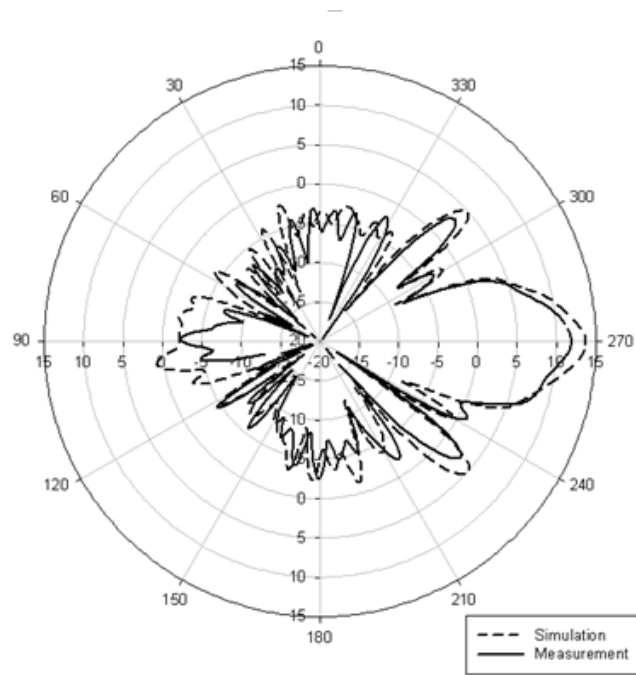
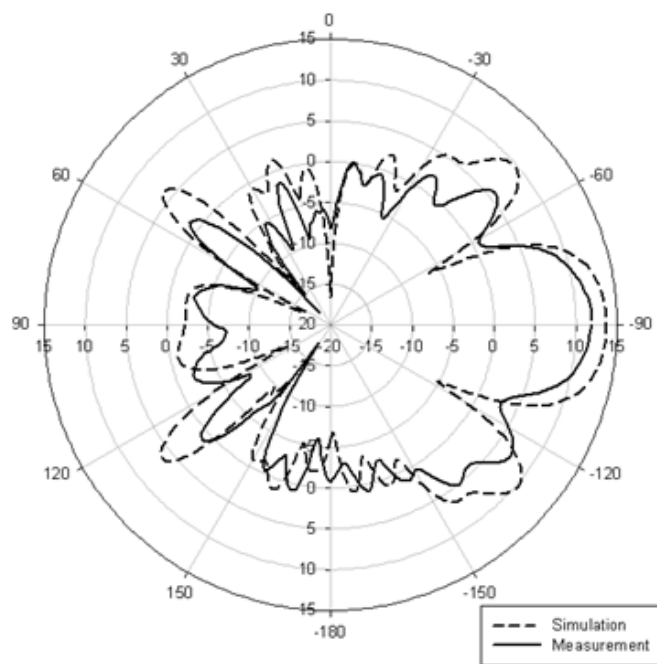


圖3-14 四元天線陣列反射損耗模擬與量測圖

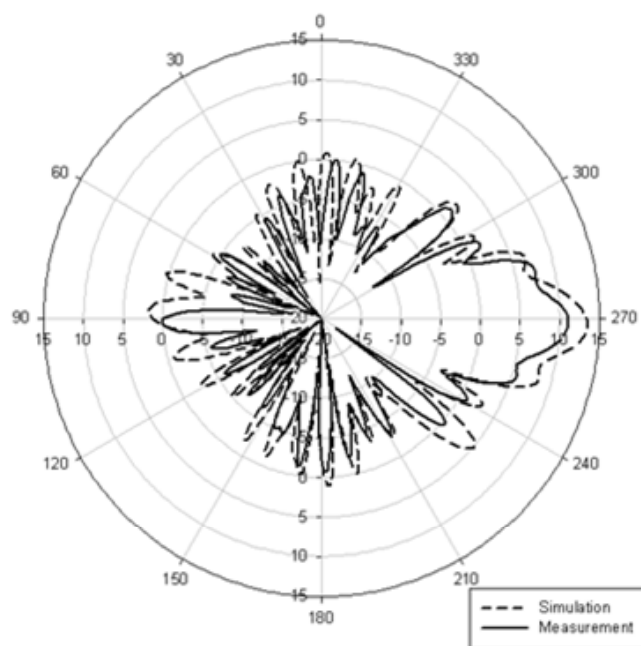


(a)

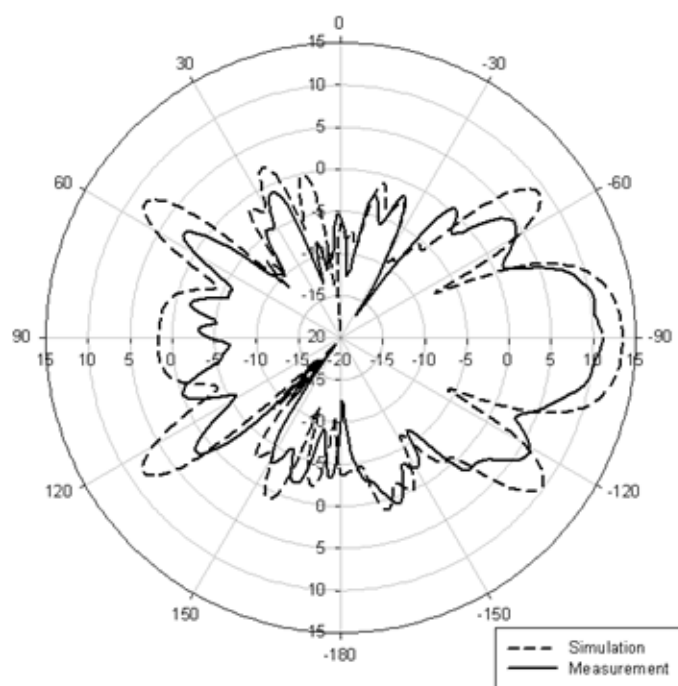
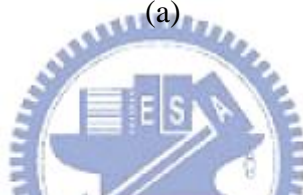


(b)

圖3-15 四元天線陣列11GHz輻射場型



(a)



(b)

圖3-16 四元天線陣列12GHz輻射場型

3.2 八元素單一導體洩漏波天線陣列

本小節將介紹八元素單一導體洩漏波天線陣列，八元素天線陣列的場型可以更加明顯的看出扇型場型的效果。

3.2.1 單一導體洩漏波天線的尺寸改變

圖3-17為重新調整後的單一導體洩漏波天線圖，因為受限於實作上板材的大小限制，因此重新調整單一導體洩漏波天線的尺寸，前端饋入的部分，在盡可能不影響到S參數的情況下，縮短轉變區的長度，若縮得太短則阻抗會太劇烈的改變，因而影響到阻抗匹配，導致頻寬變小。不過因為我們主要扇型輻射場型所針對的頻段是設計在11GHz及12GHz，所以頻寬略為縮小是我們可以接受的，因此在頻寬與縮短長度之中取一個平衡，決定饋入結構長為71mm。圖3-18為重新調整後的單一導體洩漏波天線反射損耗模擬圖，以-10dB為標準，頻寬從8.1GHz到13GHz，頻寬為4.9GHz，跟第二章所提到的天線相比，在低頻部分的損耗阻抗變差乃因為緩變區變短後，對低頻的訊號所能行走的緩變區相對來說不夠長，因此犧牲低頻部分的頻寬。在饋入結構無法再縮短的情況下，天線部分長度也縮短為100mm，天線長度主要影響洩漏波天線的衰減量，因此天線長度縮短後，衰減量會比原本的少，因此反應在最大增益上，圖3-19為重新調整後的單一導體洩漏波天線在Eplane輻射場型，最大增益為7.78dBi，跟原本相比少了0.45dBi。

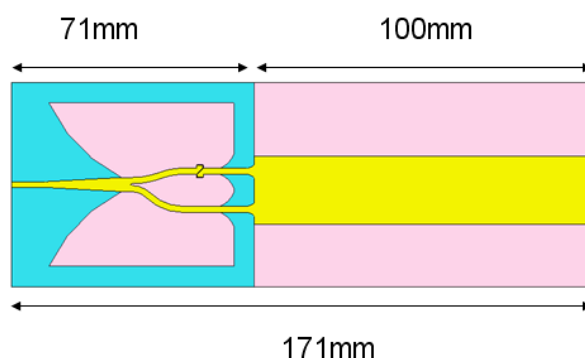


圖3-17 重新調整後的單一導體帶狀洩漏波天線圖

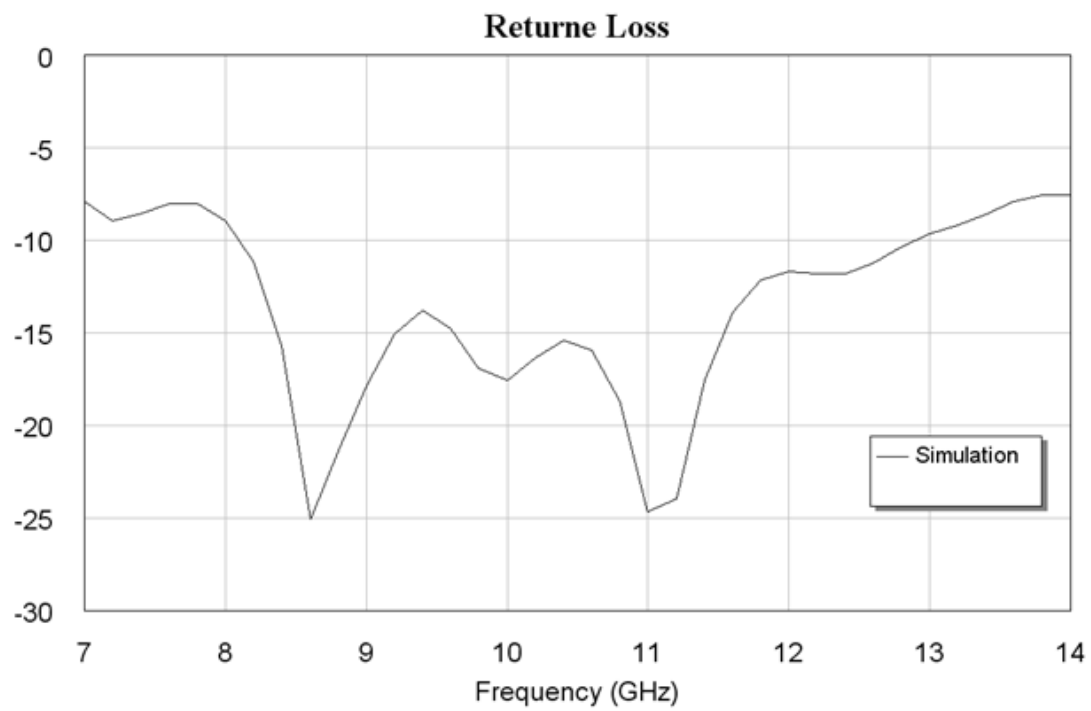


圖3-18 重新調整後的單一導體洩漏波天線反射損耗模擬圖

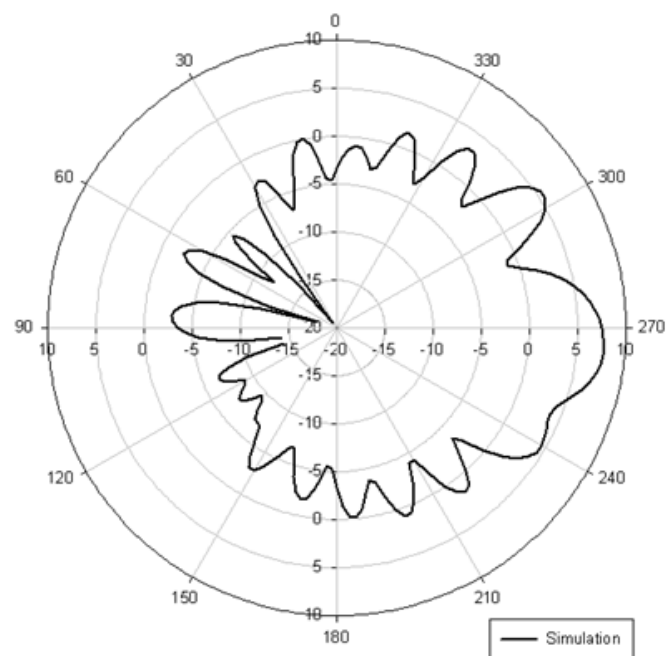


圖3-19 重新調整後的單一導體洩漏波天線在Eplane輻射場型

3.2.2 功率分配器的改進

在3.1.4所提到的四元素單一導體洩漏波天線陣列中，實作量測的反射損耗並沒有如模擬般的都壓在 -10dB ，則前級的功率分配器有必要再做調整，為了讓能量能進入天線陣列中，因此在功率分配器的部分盡可能讓反射損耗更小，以期能量可以進入天線部分。此小節所提及的功率分配器的改進有兩個重點，一是讓反射損耗更小，也就是在功率分配器的部分不至於反彈過多能量，以反射損耗 -20dB 以下為準；另一就是3.2一開始所提，要滿足實作板材尺寸上的限制，因此功率分配器要設計要更為圓滑，尺寸上要達到實作的限制內。

圖3-20為改進後的一分二功率分配器，長度為 26.5mm ，圖3-21為一分二功率分配器S參數模擬圖，圖中可以看到改進後的 S_{11} 在所需的頻段中小於 -20dB ，因為對稱架構，因此 S_{21} 及 S_{31} 重疊在一起，在頻段中介於 -3.1dB 到 -3.5dB 之間，可以推論能量有確實的一分二。



圖3-20 改進後的一分二功率分配器

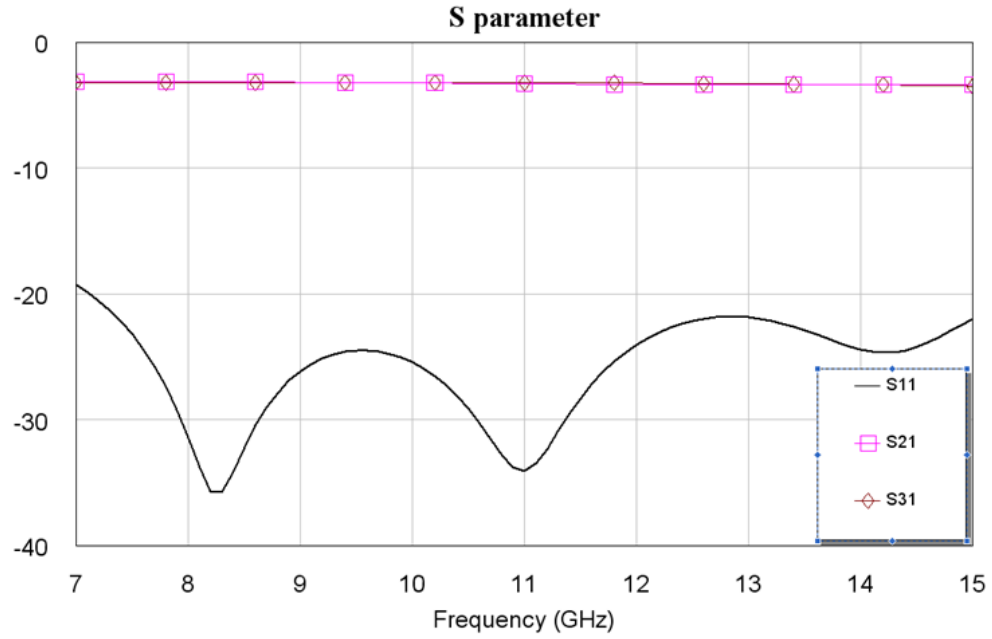


圖3-21 一分二功率分配器S參數模擬圖

圖3-22為改進後的一分四功率分配器，長度為56.5mm，圖3-23為一分四功率分配器S參數模擬圖，調整緩變區的長度使得所需頻段8~13GHz的 S_{11} 都小於-20dB，而 S_{21} 至 S_{51} 重疊，在頻段中介於-6.15dB到-6.75dB之間，跟理論值-6dB差距的部分是因為前端匹配在頻段中仍有反射，儘管能量並沒有完美的傳遞至後端的四個埠，可是從 S_{21} 至 S_{51} 重疊在一起，仍可推論能量有均分四等分。

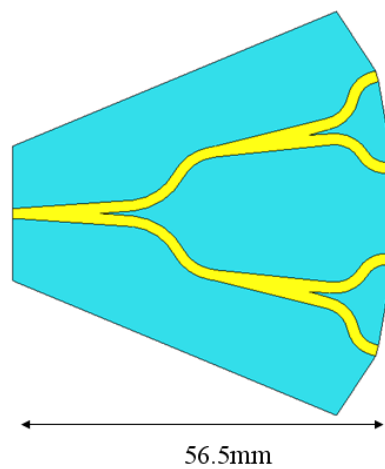


圖3-22 改進後的一分四功率分配器

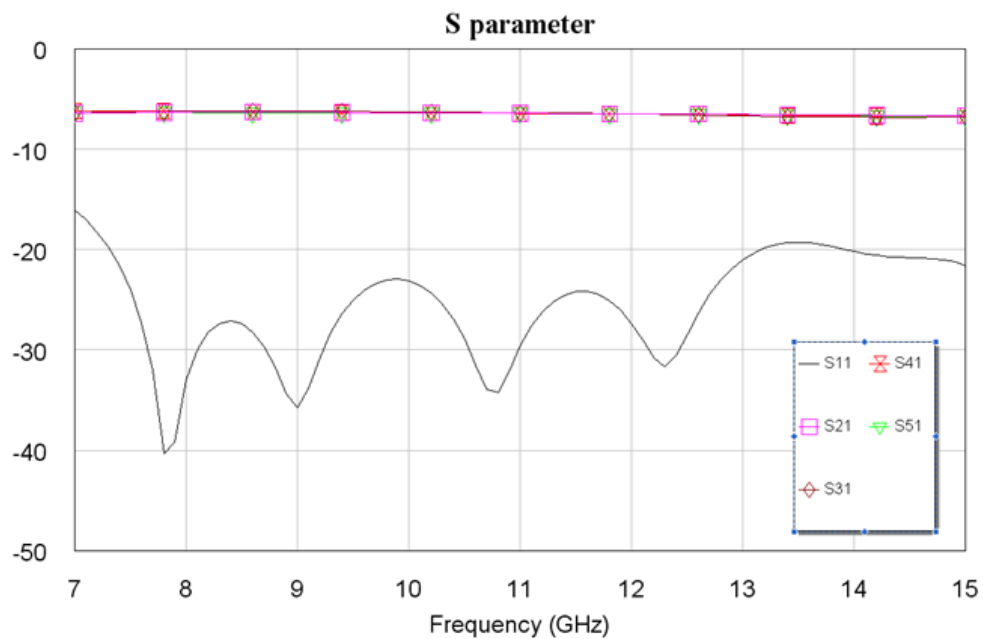


圖3-23 一分四功率分配器S參數模擬圖

圖3-24為一分八功率分配器，長度為84.5mm，圖3-25為一分八功率分配器的S參數模擬圖，在頻段中 S_{11} 在 -17.5dB ，因為由多級的功率分配器組合而成，因此在各級的匹配誤差下， S_{11} 無法達到 -20dB 以下，而從圖中也可以看出至 S_{21} 至 S_{91} 重疊在一起，在頻段中介於 -9.3dB 到 -10.2dB ，證實能量均分成八等分。

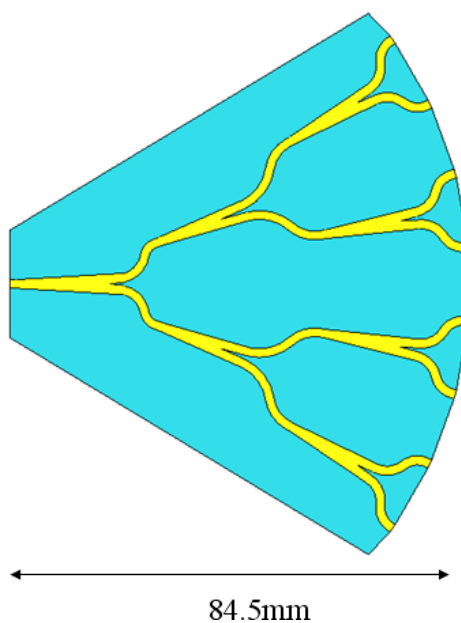


圖3-24 一分八功率分配器

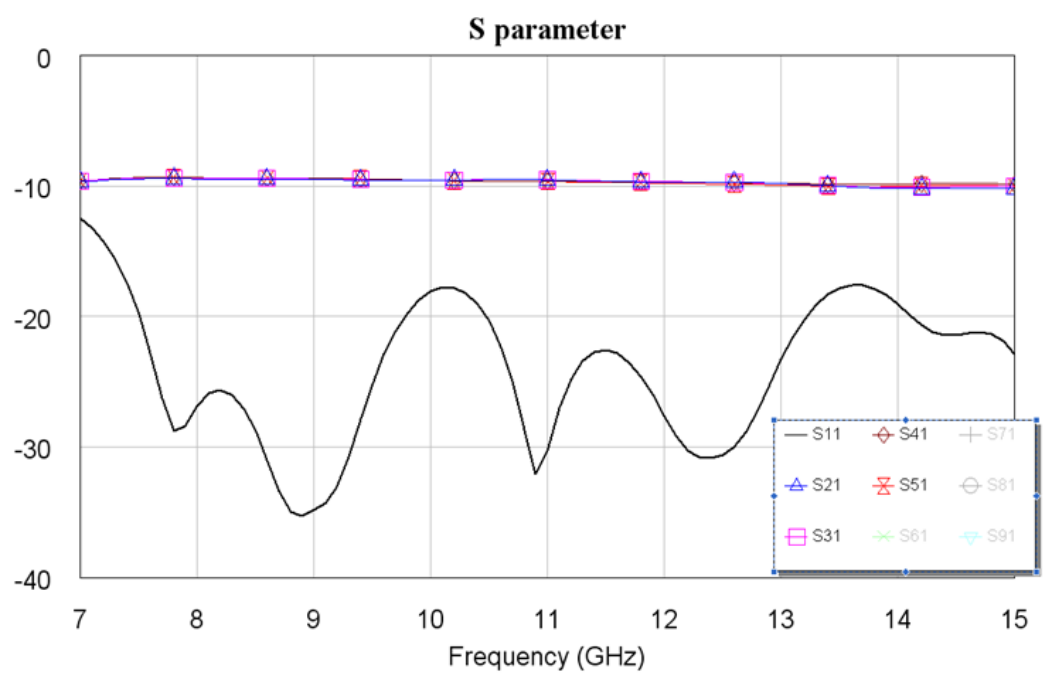


圖3-25 一分八功率分配器的S參數模擬圖

3.2.3 八元素單一導體洩漏波天線陣列模擬與實作

圖3-26為八元素單一導體洩漏波天線示意圖，尺寸為為336mm×256mm。

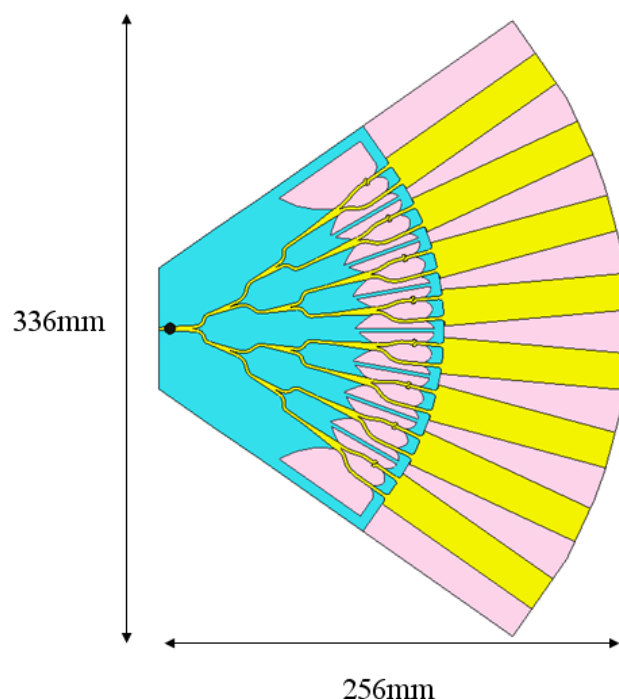


圖3-26 八元素單一導體洩漏波天線示意圖

圖3-27為八元素單一導體洩漏波天線陣列反射損耗，頻寬從8.68GHz到14.78GHz共6.10GHz。圖3-28為八元素單一導體洩漏波天線陣列在11GHz的輻射場型，圖3-28(a)為在xy方向的輻射場型，可以觀察到在xy平面上的場型確實呈現扇型，實際量測最大增益為9.07dBi，主波束的Ripple介於4dBi至9.07dBi，Ripple差距為5.07dB，若以Ripple的最小值4dBi為波束寬的基準，則八元素天線陣列的波束寬為62度，圖3-28(b)為在yz平面的輻射場型，可以看出在yz平面仍然維持end-fire方向。圖3-29為八元素單一導體洩漏波天線陣列在12GHz的輻射場型，圖3-29(a)為xy平面的輻射場型，在12GHz場型也呈扇型，實際量測最大增益為8.9dBi，主波束的Ripple介於4.42dBi至8.9dBi，Ripple差距為4.48dB，則以最小值4.42dBi為波束寬的基準，則12GHz的場型在xy平面上的波束寬為59度。

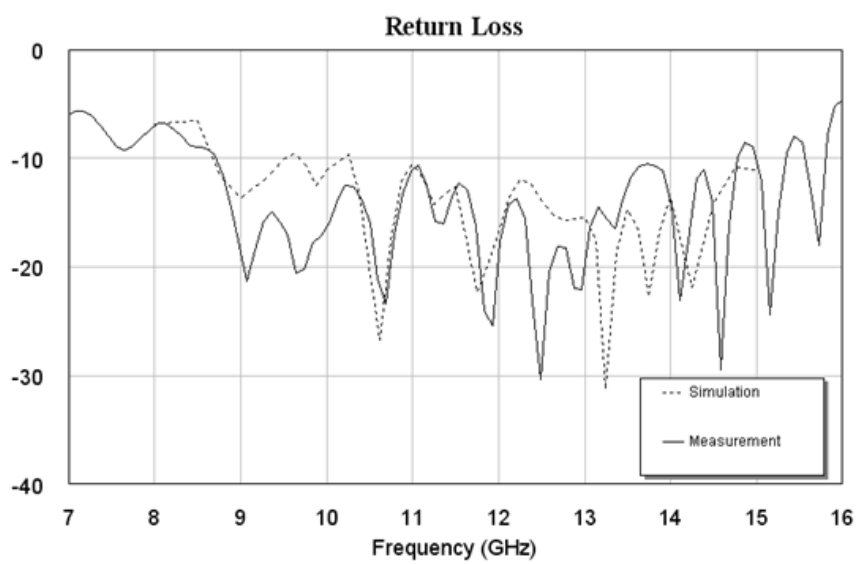


圖3-27 八元素單一導體洩漏波天線反射損耗

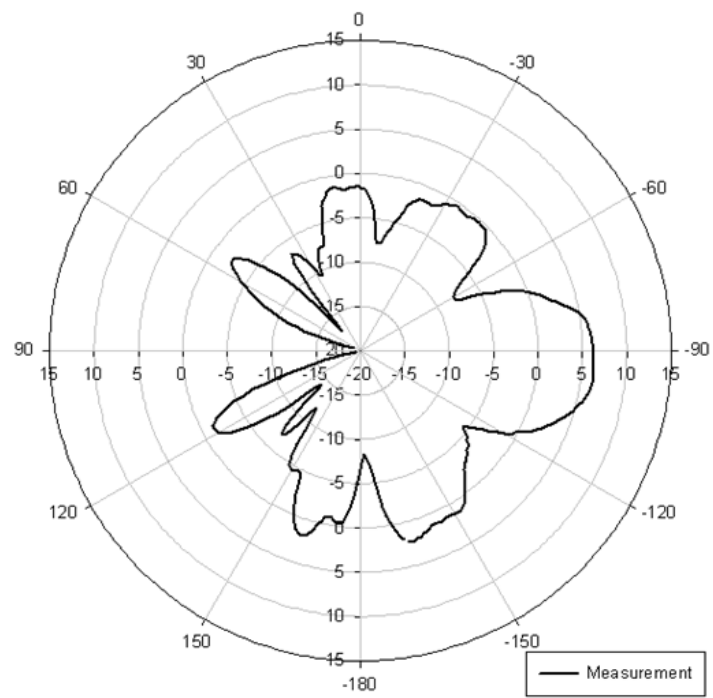
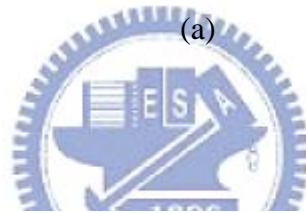
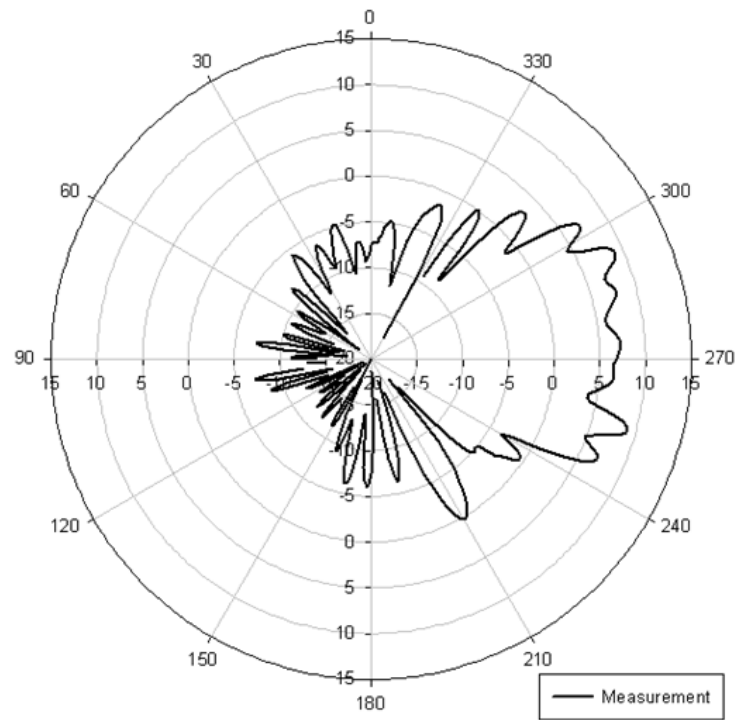


圖3-28 八元素單一導體洩漏波天線陣列在11GHz輻射場型(a)xy平面(b)yz平面

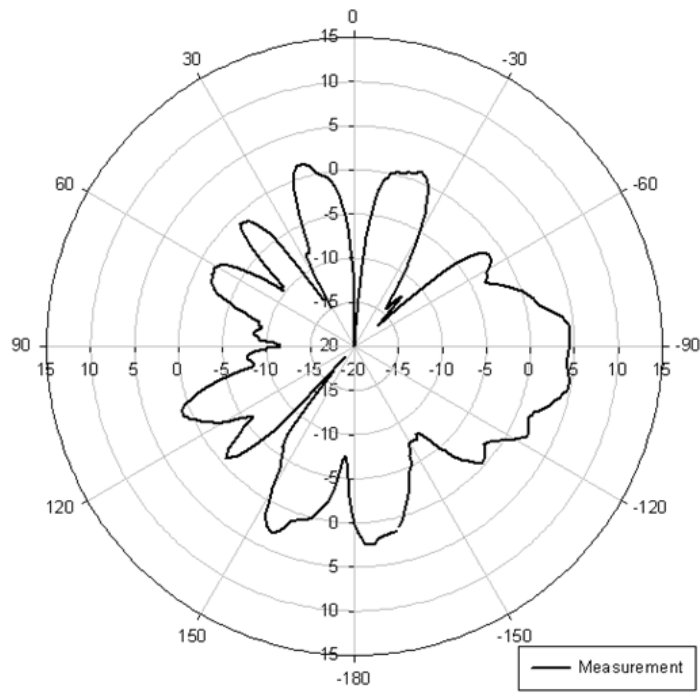
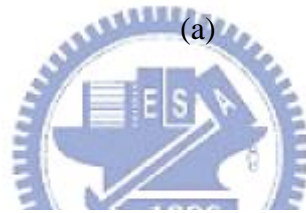
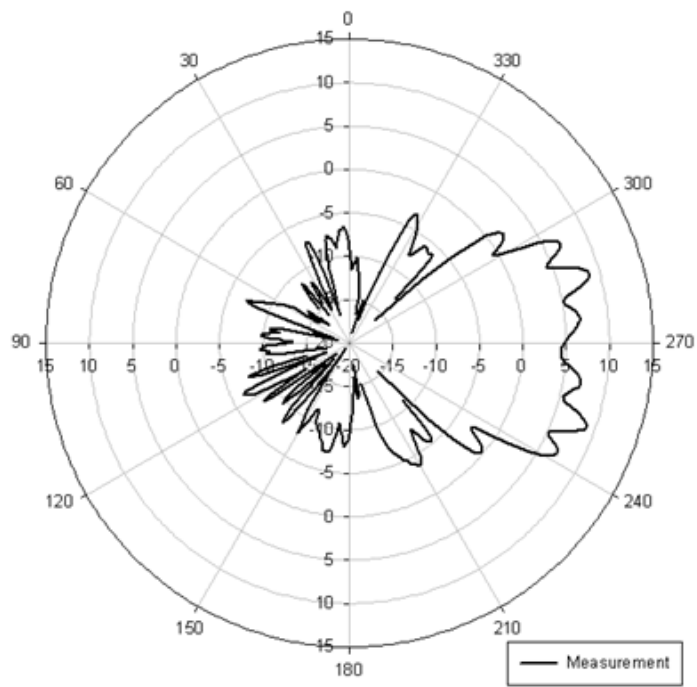


圖3-29 八元素單一導體洩漏波天線陣列在12GHz輻射場型(a)xy平面(b)yz平面

3.3 十六元素單一導體洩漏波天線陣列

3.3.1 功率分配器

繼3.2.2一分八功率分配器，前級再多接一個一分二的功率分配器使其成為一分十六功率分配器，圖3-30為一分十六功率分配器示意圖，圖3-31為圖3-30為一分十六功率分配器反射係數，在頻段中都在-18dB以下。因為其長度的設計已經超過虛擬圓心，因此在功率分配器彎曲了一個角度，使其天線能保有同個圓心。

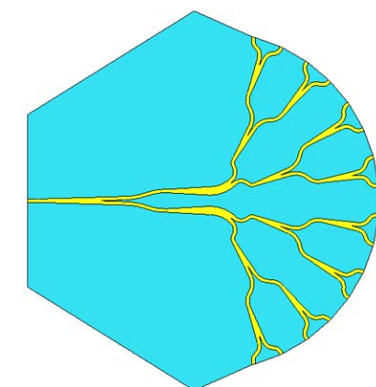


圖3-30 一分十六功率分配器示意圖

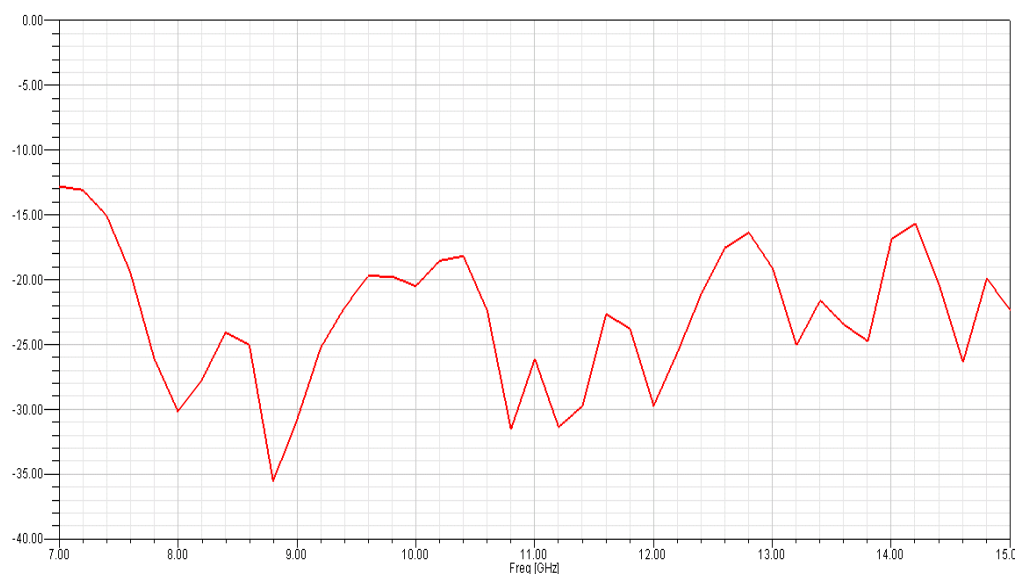


圖3-31 一分十六功率分配器反射係數

3.3.2 十六元素單一導體洩漏波天線陣列的實作量測

圖3-32為十六元素單一導體洩漏波天線陣列。尺寸為336mm×256mm。

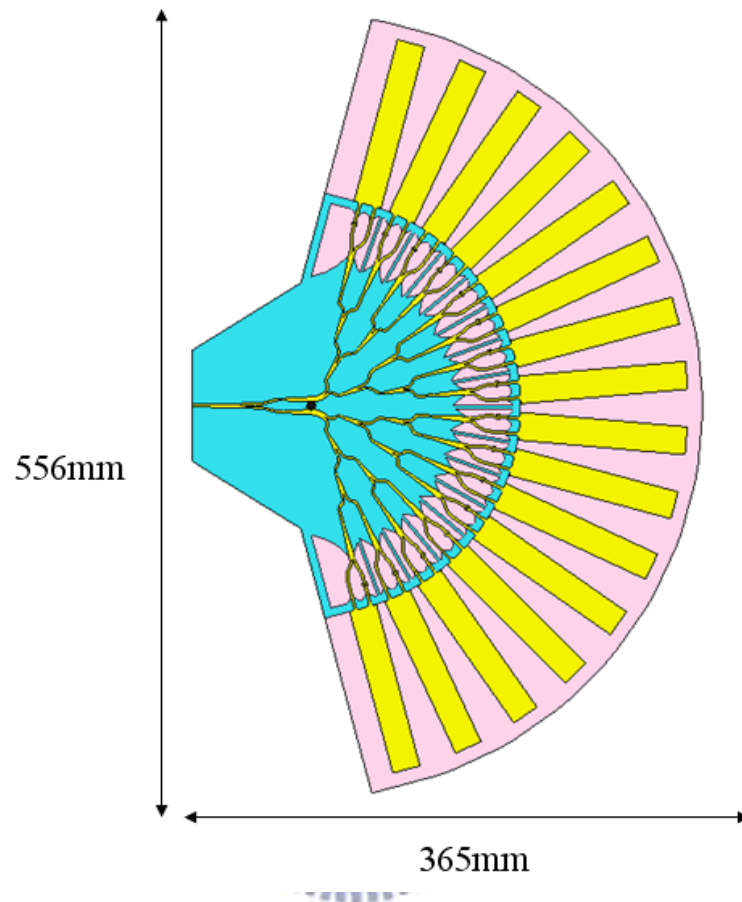


圖3-32 十六元素單一導體洩漏波天線陣列

圖3-33為十六元素單一導體洩漏波天線陣列反射係數量測圖，頻寬從8.41GHz到14.1GHz共5.69GHz，圖3-34為十六元素單一導體洩漏波天線陣列在11GHz輻射場型，圖3-34(a)可觀察到場型在xy平面呈現扇形張開，最大增益為6.14dBi，以Ripple最小值1.25dBi為基準，增益差距為4.89dB，而波束寬是141度，圖3-34(b)代表十六元素天線陣列在yz場型仍維持在end-fire方向上。圖3-35為十六元素單一導體洩漏波天線陣列在12GHz輻射場型，圖3-35(a)在xy平面最大增益為7.44dBi，Ripple最小值為0.84dBi，增益差距為6.6dB，波束寬是142度，圖3-35(b)可看出十六元素天線陣列在yz場型在12GHz仍維持在end-fire方向上

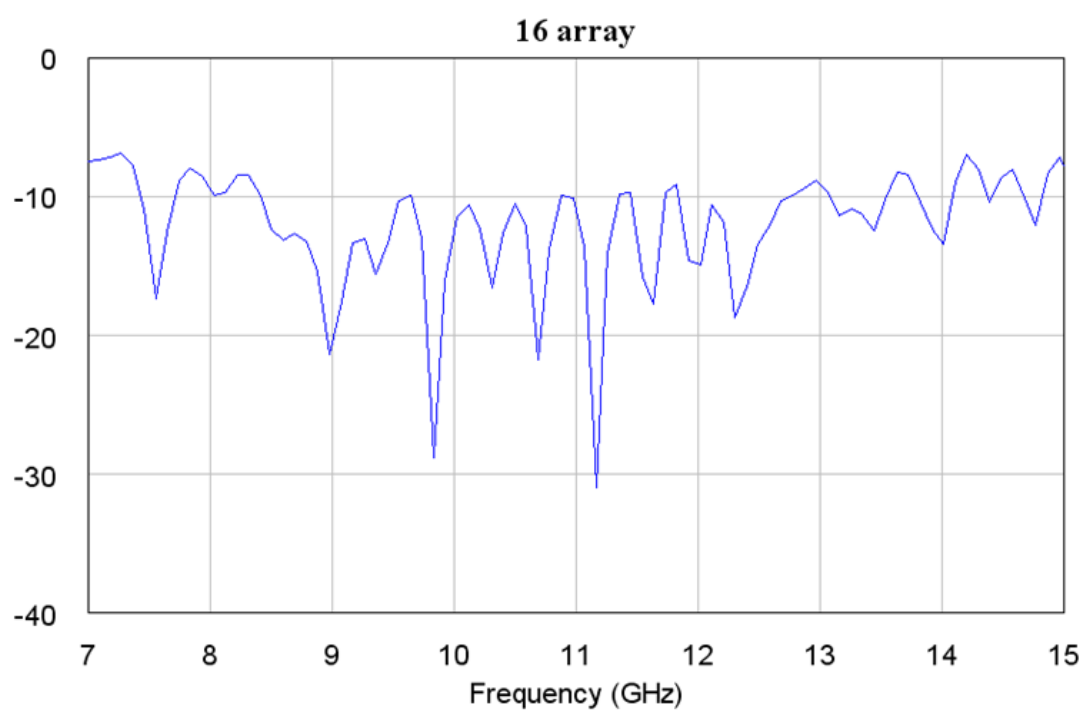
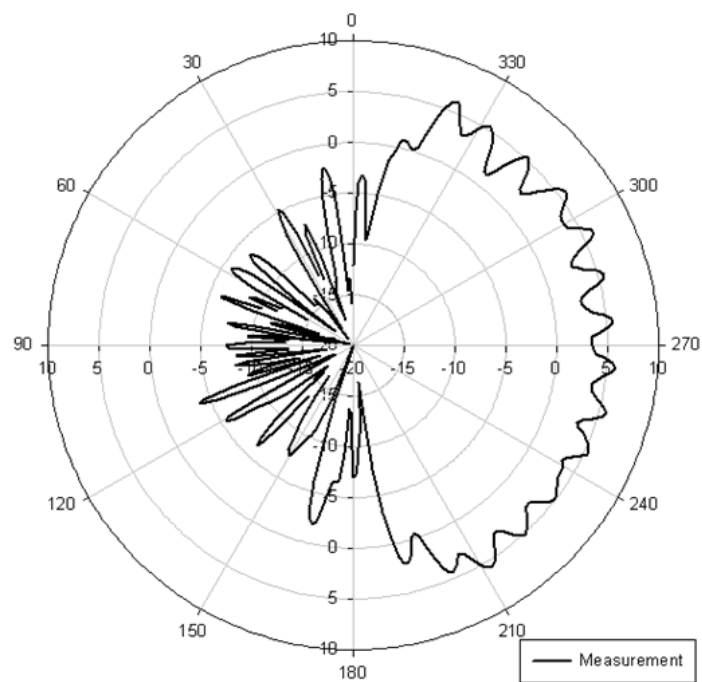
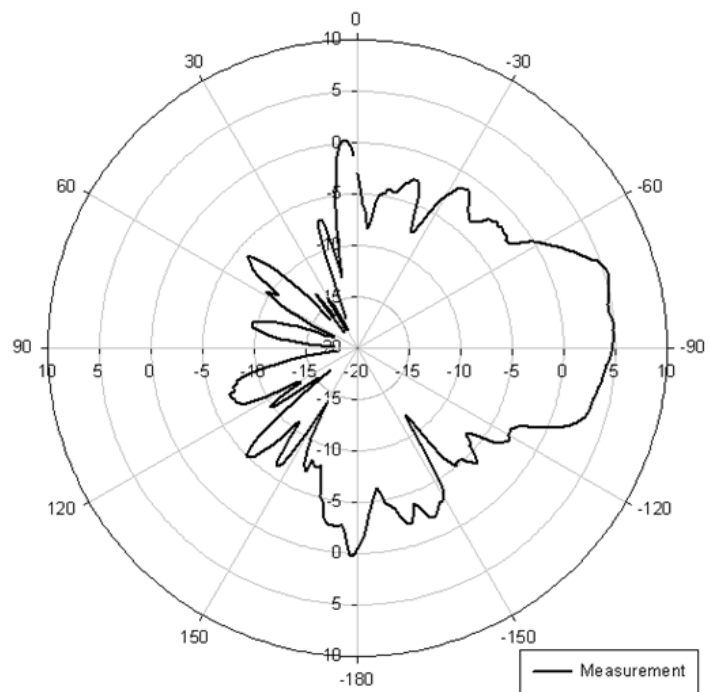


圖3-33 十六元素單一導體洩漏波天線陣列反射係數量測圖

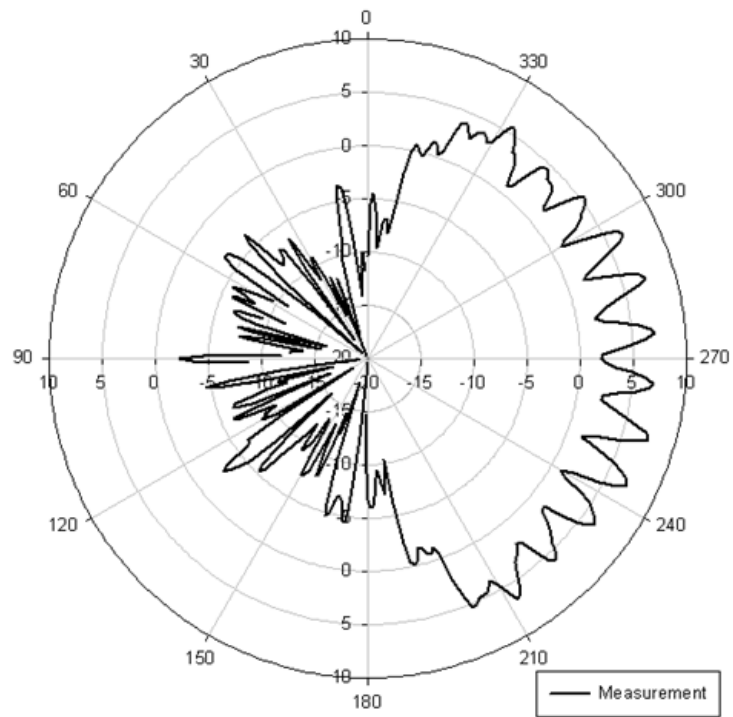


(a)

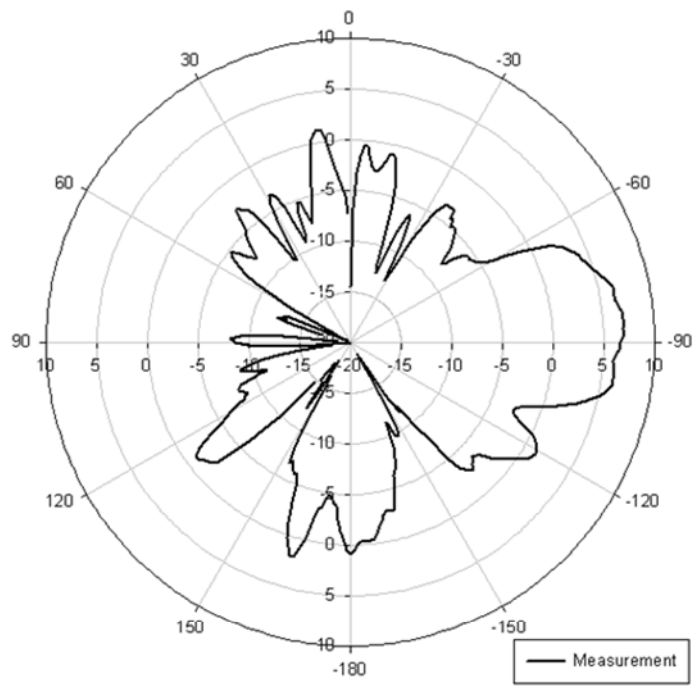
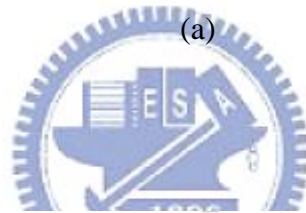


(b)

圖3-34 十六元素單一導體洩漏波天線在11GHz輻射場型(a)xy平面(b)yz平面



(a)



(b)

圖3-35 十六元素單一導體洩漏波天線在12GHz輻射場型(a)xy平面(b)yz平面

第四章 結論

(Conclusion)

單一導體擁有寬頻、高指向性、高增益，及場型在end-fire方向等特性，因此適合本論文所需的特性，尤其是在end-fire方向可以使應用上以及實作量測上更為方便。利用扇形排列的方式，取代傳統型天線陣列，使得場型呈現扇狀輻射場型。

在功率分配器，因為使用多級架構，在匹配上各級匹配是需要特別注意的，不難發現功率分配器的反射係數愈小，則整體天線架構的反射係數就會愈小，因此在本論文當中設計了許多的功率分配器，使其反射係數在一定數值之下。

由於天線實作後過於龐大，因此在場型量測上產生誤差，尤其是在量測H平面上，尤於對位精準度的問題，並不一定能對到最大增益或是所需的切面，因此在H平面上我們探討的是天線仍然有維持在end-fire方向。

參考文獻

- [1] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [2] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. New York: Wiley, 1998.
- [3] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, 1986, pp. 57-60.
- [4] A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antenna," *Radio Sci.*, vol. 22, no. 6, pp. 907-912, Nov. 1987.
- [5] W. C. Hong, T. L. Chen, C. Y. Chang, J. W. Sheen and Y. D. Lin "Broadband tapered microstrip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. 51, pp.1922-1928, Aug. 2003.
- [6] W. C. Hong, Y. D. Lin, "Single-conductor strip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. 52, No. 7, July 2004.
- [7] R. N. Simons, R. Q. Lee, and T. D. Perl, "Non-planar linearly tapered slot antenna with balanced microstrip feed," in *Proc. IEEE, AP-S Int. Symp. Dig.*, 1992, pp. 2109-2112.