

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

扇形波束合成與可切換波束之單一導體洩漏波
天線陣列

Composite Sector Beam and Switched-Beam
Single-Conductor Leaky-Wave Antenna Arrays

研究生：王仁佑 (Ren-You Wang)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十八年六月

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

扇形波束合成與可切換波束之單一導體洩漏波天線陣列

Composite Sector Beam and Switched-Beam Single-Conductor
Leaky-Wave Antenna Arrays

研究生： 王仁佑 (Ren-You Wang)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十八年六月

扇形波束合成與可切換波束之單一導體洩漏波天線陣列

Composite Sector Beam and Switched-Beam Single-Conductor
Leaky-Wave Antenna Arrays

研究生：王仁佑

Student : Ren-You Wang

指導教授：林育德 博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

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 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

扇形波束合成與可切換波束之單一導體洩漏波天線陣列

研究生: 王仁佑

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，且大多數具有頻率掃描的功能，但由於單一導體洩漏波天線沒有實際的地，使得輻射場型固定在 end-fire 方向，因此我們利用此特性，以扇形排列天線陣列，造成扇狀輻射場型，又同時保有寬頻、高增益，及場型在 end-fire 方向等優點，最後，本論文並以天線陣列理論為基礎，提出一個可快速概估場型的合成法，當適當改變其扇形天線陣列之半徑與間隔角度，我們可得剪裁出所欲求得之半功率波束寬。

一般波束切換型智慧天線，其切換波束需不隨頻率改變，符合單一導體帶狀洩漏波天線之主波束特性，因此我們在本論文中設計兩組切換型智慧天線，每組分別由四個相同的單一導體帶狀洩漏波天線陣列擺置於四個不同的方位所構成，對於第一組與第二組天線，其陣列之半功率波束寬角度分別為 23° 與 50° ，再搭配本文中所製作之一對四射頻開關(SP4T switch)則可切換個別陣列之主波束，使得一、二組天線切換角度涵蓋範圍各為 92° 與 200° 。其他天線相關的數據、模擬與量測值也將會表現在本文中。

Composite Sector Beam and Switched-Beam Single-Conductor Leaky-Wave Antenna Arrays

Student: Ren-You Wang

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

Ordinary leaky wave antenna has the advantages of broadband, high gain, and high directivity. Also, most of them have the function of frequency scanning. However, since single conductor leaky wave antenna is without actual ground, the radiation pattern is fixed in the end-fire direction. Thus, by making use of this characteristic, we arrange a fan-shaped antenna array, which results in sector radiation pattern while preserving the strengths of broadband, high gain, and end-fire radiation pattern. Finally, we present an efficient method to synthesize radiation patterns based on the antenna array theory. By changing the radius and spacing angle of fan-shaped antenna array appropriately, we can mold and obtain the desired half-power beamwidth of this antenna.

Generally, the beam of beam-switched smart antenna does not change with frequency, which fits the nature of the mainbeam of single conductor leaky wave antenna. Therefore, we design two sets of smart antenna. Both are formed with four identical single conductor leaky wave fan-shaped antenna arrays placed in four different directions. The half-power beamwidth of the first and the second antenna array are 23° and 50° respectively. After adding a pair of SP4T switch,

which we designed, we are able to switch the main beam of each array, which will allow the first and the second antenna arrays to cover a range of angle of 92° and 200° respectively. Related statistics, stimulation and the values of measurement will be presented.



誌 謝

本論文能順利的完成首先要感謝我的指導教授 林育德博士，在我的學術研究及專業領域上給我許多的指導，並給予我正確的研究方法及學習的態度。

另外我要感謝林烈全、趙家綱、陳鈺、程奕翔、陳志豪與陳建宏等多位學長的指導與協助，使我能更佳的進入研究狀況，還有實驗室同仁，陳信良、林侑賢在這兩年中，互相的幫助並針對所遇到的問題相互討論，激勵彼此，讓我能以平順愉快的心情過完充實的研究所生活。另外與學弟問題交流、教學相長，也同時在此表達心中的感謝。

最後我要感謝我的父母以及家人，提供我一個無憂安定的環境，讓我能專心於學校的課業及研究上，後顧無憂。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
表錄.....	vii
圖錄.....	viii
第一章 序論.....	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之天線理論及特性.....	7
第三章 單一導體帶狀洩漏波天線陣列扇狀輻射場型之計算.....	10
3.1 天線寬度為 20mm 之單一導體帶狀洩漏波天線.....	10
3.2 設計流程.....	12
3.3 扇形天線陣列場型合成理論.....	13
3.4 單一導體帶狀洩漏波天線陣列扇狀輻射場型合成法.....	14
3.3 扇狀輻射場型合成與模擬之比較.....	16
第四章 可切換主波束之扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列.....	20
4.1 智慧型天線系統簡介.....	20
4.2 天線寬度為 32mm 之單一導體帶狀洩漏波天線.....	21
4.3 射頻開關.....	26

4.3.1	射頻開關介紹.....	26
4.3.2	射頻開關實作與量測結果.....	28
4.4	半功率波束寬角度為 23°之波束切換天線.....	31
4.4.1	二元素扇形天線陣列分析.....	31
4.4.2	饋入電路結構設計.....	31
4.4.3	二元素扇形天線陣列結合饋入結構.....	33
4.4.4	半功率波束寬角度為 23°之波束切換天線實作及量測.....	35
4.5	半功率波束寬角度為 50°之波束切換天線.....	46
4.5.1	四元素扇形天線陣列分析.....	46
4.5.2	饋入電路結構設計.....	46
4.5.3	四元素扇形天線陣列結合饋入結構.....	48
4.5.4	半功率波束寬角度為 50°之波束切換天線實作及量測.....	50
第五章	結論.....	60
	參考文獻.....	61



表錄

表 4-1	HWS451 砷化鎵 SP4T 切換器之邏輯表	27
表 4-2	5GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	40
表 4-3	5.4GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	42
表 4-4	5.8GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	44
表 4-5	5GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	54
表 4-6	5.4GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	56
表 4-7	5.8GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線各類量測參數表	58



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	反向平衡式微帶線分解結構示意圖	5
圖 2-4	反向平衡式微帶線俯視結構圖	5
圖 2-5	反向平衡式微帶線側視結構圖	5
圖 2-6	洩漏波模態激發電路之俯視示意圖	6
圖 2-7	單一導體帶狀洩漏波天線示意圖	7
圖 2-8	激發第一高階洩漏波模態之天線訊號饋入剖面示意圖	7
圖 2-9	帶線寬度為 20mm 之單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖	9
圖 2-10	帶線寬度為 32mm 之單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖	9
圖 3-1	單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖	10
圖 3-2	單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖	10
圖 3-3	單一導體帶狀洩漏波在 11GHz 的輻射場型模擬圖 (a)E-plane	11
	(b)H-plane	11
圖 3-4	單一導體帶狀洩漏波在 12GHz 的輻射場型模擬圖 (a)E-plane	12
	(b)H-plane	12
圖 3-5	扇形陣列示意圖	13
圖 3-6	拓寬半功率波束寬角度之扇形陣列示意圖	14
圖 3-7	四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列示意圖	14
圖 3-8	四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列場型合成步驟圖	15
圖 3-9	四元素扇形天線陣列	16
圖 3-10	八元素扇形天線陣列	16
圖 3-11	十六元素扇形天線陣列	16

圖 3-12 四元素扇形天線陣列在 11GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.....17	(b)H-plane17
圖 3-13 四元素扇形天線陣列在 12GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.....17	(b)H-plane17
圖 3-14 八元素扇形天線陣列在 11GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.....18	(b)H-plane18
圖 3-15 八元素扇形天線陣列在 12GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.....18	(b)H-plane18
圖 3-16 十六元素扇形天線陣列在 11GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.18	(b)H-plane 18
圖 3-17 十六元素扇形天線陣列在 12GHz 的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane.19	(b)H-plane 19
圖 4-1 四根單一導體洩漏波天線搭配微波高頻開關切換主波束構想圖	20
圖 4-2 修改過後的洩漏波模態激發電路之俯視示意圖	22
圖 4-3 修改過後的洩漏波模態激發電路之側視示意圖	22
圖 4-4 修改過後的洩漏波模態激發電路之 S 參數模擬圖	23
圖 4-5 修改過後的洩漏波模態激發電路之輸出端相位差模擬圖	23
圖 4-6 修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖	24
圖 4-7 修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖	24
圖 4-8 修改過後的單一導體帶狀洩漏波 E-plane 天線場型模擬圖(a)5GHz.....25	(b)5.4GHz ...25
	(c)5.8GHz....25
	(d) H-plane..25
圖 4-9 單刀四擲射頻開關(a)符號圖	26
	(b)方塊圖
	26
圖 4-10 HWS451 砷化鎵砷化鎵 SP4T 切換器偏壓電路圖	26

圖 4-11	HWS451 砷化鎵 SP4T 切換器外型規格圖	27
圖 4-12	SP4T 射頻開關實作圖	28
圖 4-13	SP4T 射頻開關切換不同輸出	29
	(a) $RF_C \Rightarrow RF_1$	29
	(b) $RF_C \Rightarrow RF_2$	29
	(c) $RF_C \Rightarrow RF_3$	29
	(d) $RF_C \Rightarrow RF_4$	29
圖 4-14	SP4T 射頻開關分別切換至四輸出之介入損耗量測圖	29
圖 4-15	SP4T 射頻開關切換 RF_1 時其他三輸出的隔離度量測圖	30
圖 4-16	二元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖	31
圖 4-17	一分二功率分配器俯視圖	32
圖 4-18	一分二功率分配器側視圖	32
圖 4-19	一分二功率分配器之 S 參數模擬圖	32
圖 4-20	埠 2 與埠 3 之間的相位差模擬圖	32
圖 4-21	二元素天線陣列與饋入結構合併電路示意圖	33
圖 4-22	二元素天線陣列之反射損耗模擬圖	33
圖 4-23	二元素扇形天線陣列 E-plane 天線場型模擬圖	34
	(a) 5GHz	34
	(b) 5.4GHz	34
	(c) 5.8GHz	34
	(d) H-plane	34
圖 4-24	四方位環狀擺放之二元素扇形天線陣列俯視圖	35
圖 4-25	四方位波束切換之示意圖	35
圖 4-26	半功率波束寬角度為 23° 之波束切換天線實體俯視圖	36
	(a) 正面	36
	(b) 背面	36
圖 4-27	各埠之反射損耗量測圖	37
圖 4-28	埠 1 量測與模擬之反射損耗比較圖	37
圖 4-29	埠 1 輸入時其他埠之隔離度示意圖	38

圖 4-30	"接上射頻開關時"各埠之反射損耗量測圖	38
圖 4-31	5GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	39
圖 4-32	5GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	40
圖 4-33	5.4GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	41
圖 4-34	5.4GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	42
圖 4-35	5.8GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	43
圖 4-36	5.8GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	44
圖 4-37	天線在切換至埠 1 時對於該二元素扇形天線陣列(No .1)之 H-plane 在 5GHz、5.4GHz 與 5.8GHz 所量測到的輻射場型圖	45
圖 4-38	四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖	46
圖 4-39	一分四功率分配器俯視圖	47
圖 4-40	一分四功率分配器側視圖	47
圖 4-41	一分四功率分配器之 S 參數模擬圖	47
圖 4-42	埠 2 與埠 3、埠 4、埠 5 之間的相位差模擬圖	47
圖 4-43	四元素扇形天線陣列與饋入結構合併電路側視與俯視示意圖	48
圖 4-44	四元素扇形天線陣列之反射損耗模擬圖	48
圖 4-45	四元素扇形天線陣列 E-plane 之合成與模擬場型比較圖(a)5GHz.....	49
	(b)5.4GHz	49
	(c)5.8GHz	49
	(d) H-plane	49
圖 4-46	四方位環狀擺放之四元素扇形天線陣列俯視圖	50
圖 4-47	半功率波束寬角度為 50°之波束切換天線實體圖(a)正面	50
	(b)背面	50
	(c)饋入端	50
圖 4-48	各埠之反射損耗量測圖	51
圖 4-49	埠 1 量測與模擬之反射損耗比較圖	51

圖 4-50	埠 1 輸入時其他埠之隔離度示意圖	52
圖 4-51	"接上射頻開關時"各埠之反射損耗量測圖	52
圖 4-52	5GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	53
圖 4-53	5GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	54
圖 4-54	5.4GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	55
圖 4-55	5.4GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	56
圖 4-56	5.8GHz"未"接上射頻開關 Port:1~4 天線 E-plane 模擬與量測場型圖	57
圖 4-57	5.8GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖	58
圖 4-58	天線在切換至埠 1 時對於該四元素扇形天線陣列(No .1)之 H-plane 在 5GHz、5.4GHz 與 5.8GHz 所量測到的輻射場型圖	59



第一章 序論

1.1 動機與目的

洩漏波天線在1979年，由W. Menzel提出後，緊接著A. A. Oliner及K. S. Lee陸續推導出洩漏波的橫向共振特性及輻射範圍判定，因此我們便可利用其推論準確的設計符合需求之洩漏波天線。

一般洩漏波天線具有掃頻也就是天線主波束會隨頻率的改變而變化的特性，但單一導體洩漏波天線除了同樣擁有高增益，高指向性，及高頻寬的特性之外，其高階 EH_{01} 模態之主波束位置幾乎不會隨頻率變動而維持在end-fire方向。

相對於傳統的諧振天線如貼片天線(patch antenna)、偶極天線(dipole antenna)這類場型在broadside方向的天線，end-fire方向的輻射場型有利應用於點對點高增益(point-to-point high gain)天線、汽車防撞雷達或其他相關需平面式場型之通訊系統。而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。

單一導體帶狀洩漏波天線擁有固定之end-fire方向之主波束，其半功率波束寬角度(Half-power beamwidth)約為 30° ，在此相較於傳統天線陣列是直線排列，本論文以扇狀擺放之方法改變其半功率波束寬，並以天線陣列理論為基礎提出概估其扇狀輻射場型之方法，以期能夠快速的設計出符合要求之半功率波束寬及最小的連波(Ripple)，如此一來，可以控制扇狀輻射場型之半功率波束寬角度於所要應用之頻帶。

智慧型天線(Smart Antenna)之概念源自於適應性天線陣列(Adaptive Antenna Array)，最初是應用於雷達、聲納和軍事通訊領域，近年來由於數位訊號處理技術的迅速發展、IC處理速度的提高和價格的普及，使得智慧型天線技術在商用無

線通訊系統中的運用可能性大幅提高。

所謂智慧型天線可視為一種充分利用空間資源來進行訊號品質提升、干擾抑制(或消除)及適應性波束調整的機制。而切換波束(Switched Beam)為其中一種智慧型天線常用的波束調整方式，概述如下：

切換波束：利用多個指向不同方向的波束覆蓋整個蜂巢，每個波束的指向與寬度是固定的。當用戶進入特定的波束涵蓋面(Beam Footprint)時，智慧型天線系統會切換不同的對應波束來接收訊號，使得所接收到的訊號強度最好；因為用戶訊號不一定會處於固定波束的中心點，因此切換波束的作法並不能保證智慧型天線將會是最佳的接收狀態，但由於方法簡單且不需複雜的運算，使得切換波束仍廣泛的被使用。

由於單一導體洩漏波天線擁有固定在end-fire方向之主波束，因此於第四章我們分別設計半功率波束寬角度為 23° 與 50° 之兩種扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列，以適當的擺設決定所要切換波束的方位，接著搭配射頻開關切換其主波束，達成智慧型天線切換波束使得接收到的訊號強度最好且避免干擾的目的。

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。第三章介紹利用環形天線陣列場型合成理論搭配模擬軟體時，可計算出單一導體帶狀洩漏波天線以扇狀排列時之天線陣列輻射場型，並以上屆學長所設計的扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列其所模擬的場型與我們利用合成法計算得到的場型相互比較。第四章介紹利用數個扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列，實作出可切換半功率波束寬角度為 23° 與 50° 之主波束的智慧型天線，而控制之射頻開關(switch)也一併於第四章介紹。第五章則就本篇論文所提出的合成法與設計的天線，對其成果以及應用做個總結。

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與特性，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為一非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之結構示意圖，在(a)的部分是傳統型非平衡型微帶線，(b)的部分為非平衡式微帶線轉平衡式微帶線的轉換電路，而(c)則是平衡式微帶線，其中轉換電路(b)之L長度影響其阻抗變化，若相對於波長夠長則可達到較好的組抗匹配。

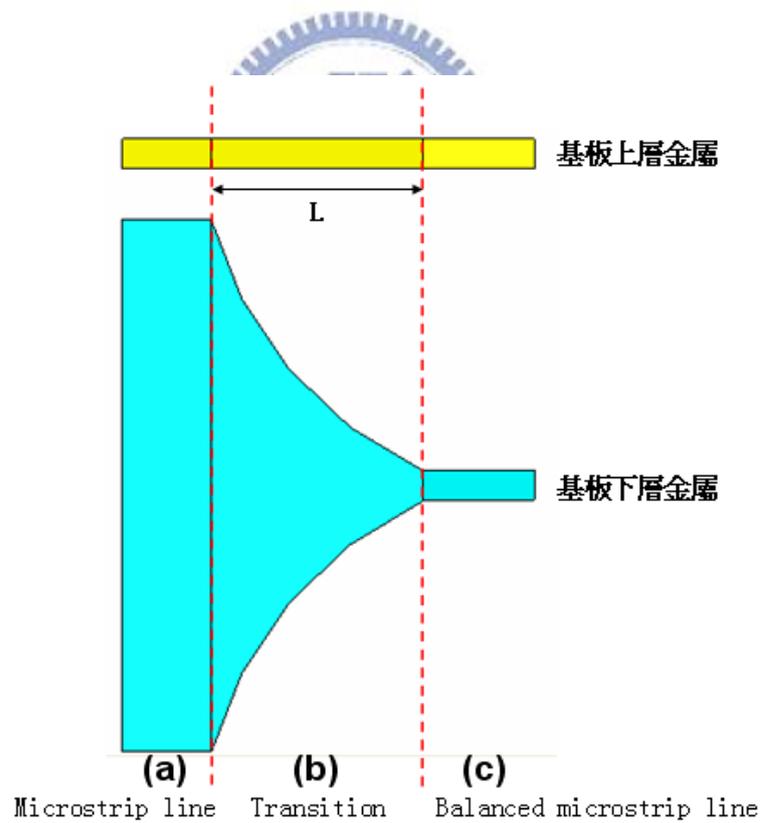


圖2-1: 平衡式微帶線示意圖

圖2-2為平衡式微帶線的剖面圖，與傳統型微帶線的差異在於，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，其在微波基板上下帶線線寬等長，因此地無需占據太多空間，可由此則可設計饋入結構，產生高階模洩漏波。且平衡式微帶線其上下帶線訊號相反，即上層帶線擁有正電壓而下層為負電壓，依此特性，其上下帶線中間有一虛擬的地面，而阻抗上下串聯，所以其特徵阻抗為只有一半厚度之傳統型微帶線阻抗的兩倍，欲從微帶線轉變為平衡式微帶線只需將微帶線下層的地面使用緩變的方式變窄至和上層金屬帶線同樣的線寬即可成為一平衡式微帶線。

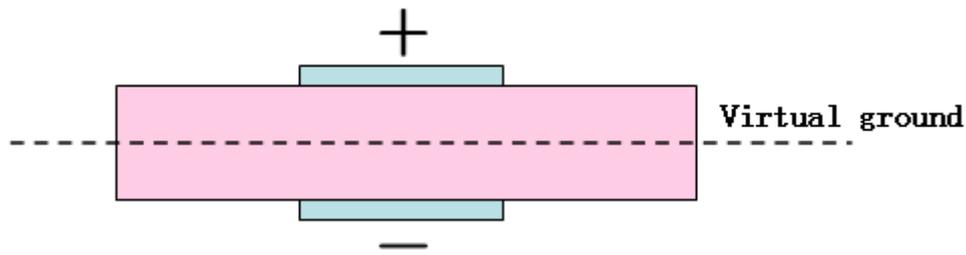


圖2-2: 平衡式微帶線剖面圖

2.2 反向平衡式微帶線

圖2-3為反向平衡式微帶線分解結構示意圖，分離上下層以便標明各項參數，圖2-4為反向平衡式微帶線俯視結構圖，可明顯看出此結構乃利用平衡式微帶線基板之上下帶線的正負訊號交換而得。各參數 W_m 、 l_{up} 、 l_{dn} 、 r_v 、 l_v 、 l_{gp} 如圖2-3所示，除了 W_m 為饋入之傳輸線寬度以外，適當的調整其他參數以達到所需頻段反射損失小於 -10dB。圖2-5為反向平衡式微帶線側視結構圖，可看出在平衡式微帶線傳輸的途中，利用鉚釘(via)連接上下帶線，使下層接通到正電壓，而上層接通到負電壓，達到相位差 180° 的效果。

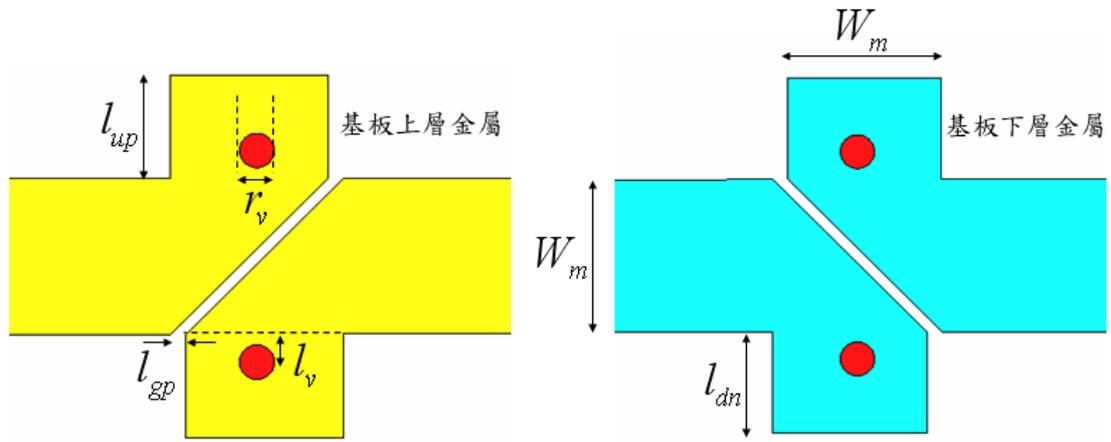


圖2-3: 反向平衡式微帶線分解結構示意圖

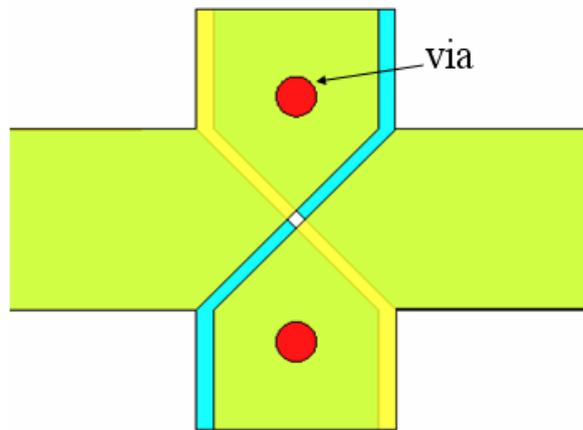


圖2-4: 反向平衡式微帶線俯視結構圖

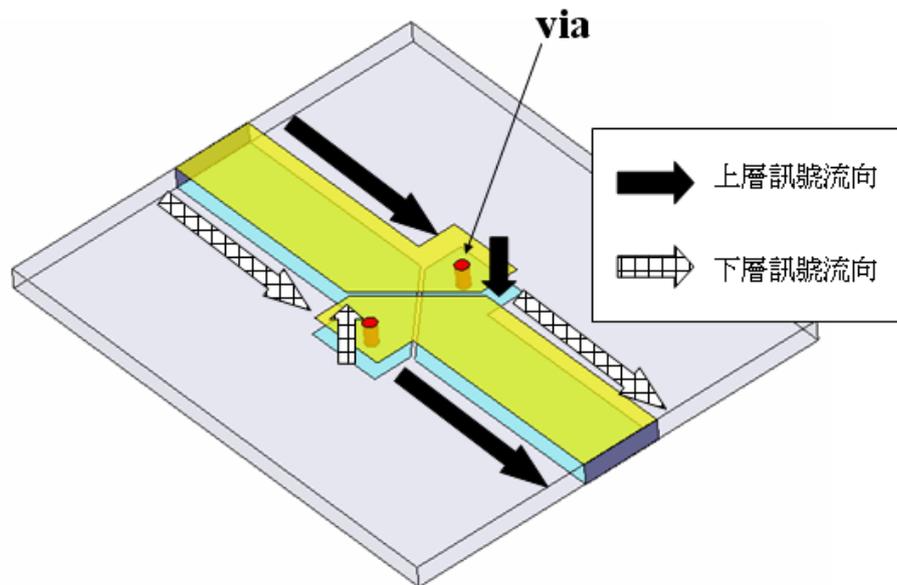


圖2-5: 反向平衡式微帶線側視結構圖

2.3 洩漏波模態激發電路

圖2-6為洩漏波模態激發電路之俯視示意圖。目的是在同一層平面上激發一個正負的訊號源，即輸出端port2及port3能量要均分且相位相差 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來達成，其中轉換電路因為需要將能量一分為二，後面需要較大的線寬，所以採用緩變方式達到阻抗匹配，且因為單一導體帶狀洩漏波天線在下層是沒有地的，因此必須在下層建立一個回流機制，使得電流在遇到天線端不連續面後下層電流能往兩旁回流，減少多餘的能量反射。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必須做路徑的補償，由結構圖上可以觀察到，port3的路徑比port2的路徑稍長來維持相位相差 180° 。

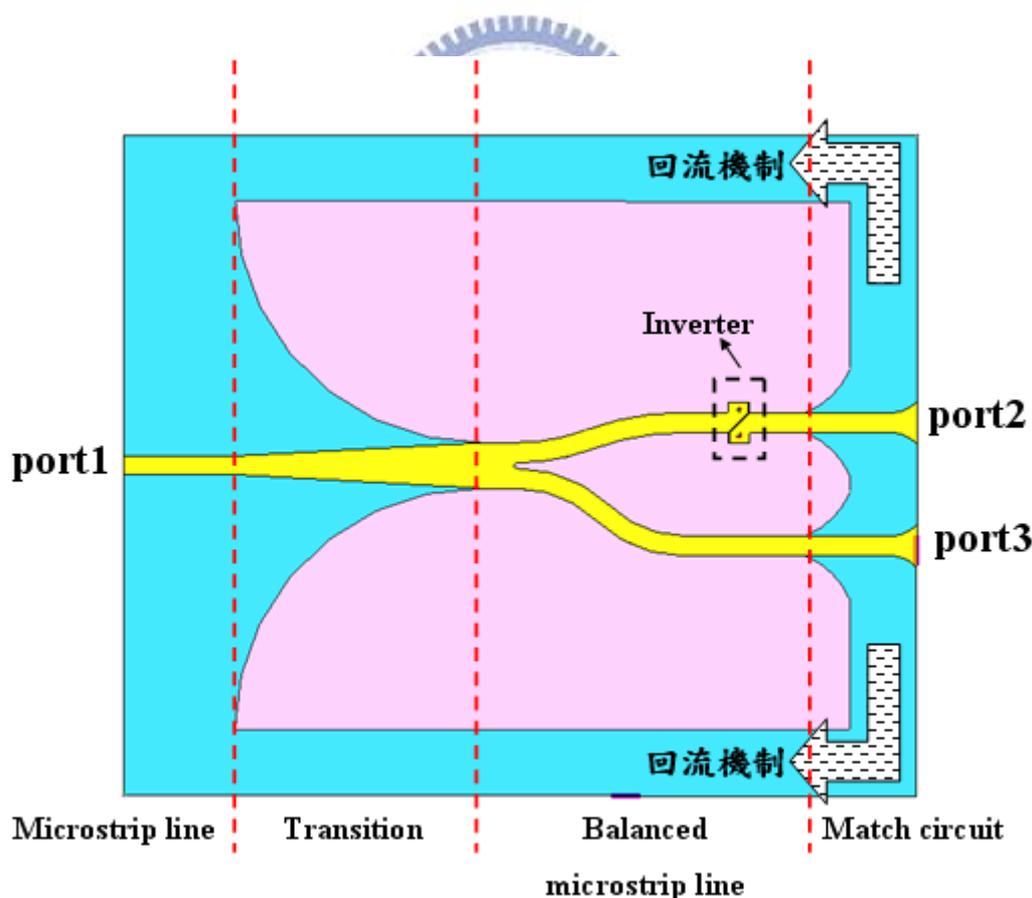


圖2-6: 洩漏波模態激發電路之俯視示意圖

2.4 單一導體帶狀洩漏波天線之理論及特性

圖2-7為單一導體帶狀洩漏波天線示意圖，於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，而第一高階洩漏波模態 EH_{01} 可以維持非常寬頻範圍。而圖2-8為激發第一高階洩漏波模態之天線訊號饋入剖面示意圖。

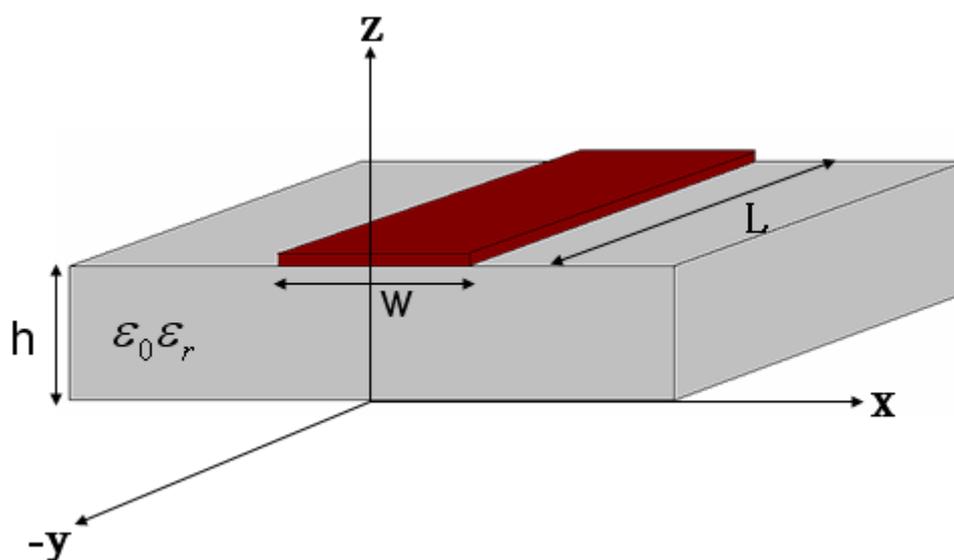


圖2-7: 單一導體帶狀洩漏波天線示意圖

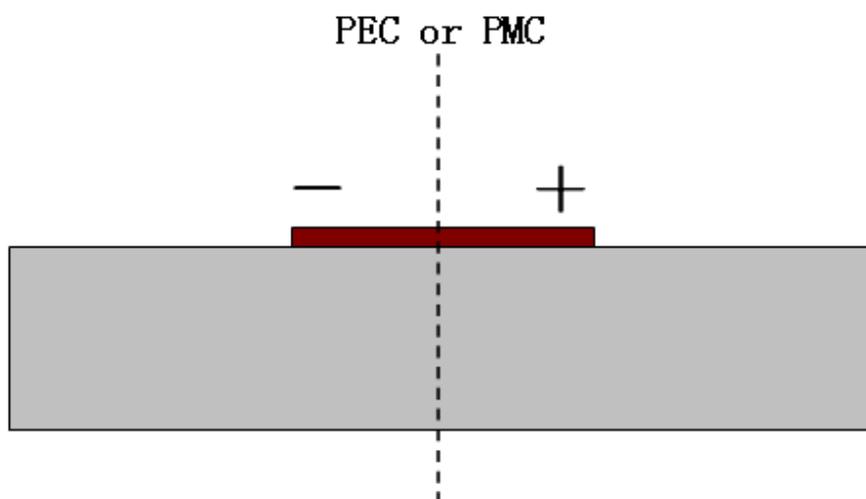


圖2-8: 激發第一高階洩漏波模態之天線訊號饋入剖面示意圖

在本論文中將單一導體帶狀洩漏波天線應用於4.5GHz ~ 13.8GHz以及2.87GHz ~ 7.45GHz兩個頻段，圖2-9、圖2-10分別為單一導體對 k_0 正規化洩漏模態傳播特性曲線圖，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)。圖2-9之帶線寬度為20mm，基板介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，基板高度 $h = 0.508\text{mm}$ (20mil)，而圖2-10帶線寬度為32mm，基板介電常數 $\epsilon_r = 3.55$ ，基板高度 $h = 0.508\text{mm}$ (20mil)。洩漏波起始於實部的傳播能量超過虛部的傳播能量且傳播常數低於 TE_0 (1.0003)和 TM_0 (1.0001)的表面波模態，即 $\beta/k_0 \leq 1$ 才開始有 EH_{01} 的模態，而直到 $\beta/k_0 \geq 1$ 時結束洩漏模態。

單一導體正規化洩漏波天線各參數和特性概略如下，當天線寬度變窄時， β/k_0 與 α/k_0 曲線均會往高頻移動，反之當寬度增加時， β/k_0 與 α/k_0 曲線均會往低頻移動；當基板之介電常數 ϵ_r 升高， β/k_0 將會增加導致輻射區域左移以及輻射頻寬變窄；當基板厚度 h 增加時也有此情形但效果不較變化 ϵ_r 劇烈。綜合以上可知，欲得到寬頻的單一導體洩漏波天線，其基板厚度以及介電常數均不適宜太大，而天線寬度可適當的調整至所需使用之頻帶。

洩漏波天線的能量衰減與 α/k_0 有關，呈現指數衰減的變化。在相同的頻率下， α 值越小的話，天線所需的長度 L 就越長才能使得大部份天線的能量洩漏出來，避免讓殘留的能量因天線末端開路而造成反射，一般而言，常為 $e^{-2\alpha L} < 0.01$ 的 L ，代表天線上的能量洩漏了99%。

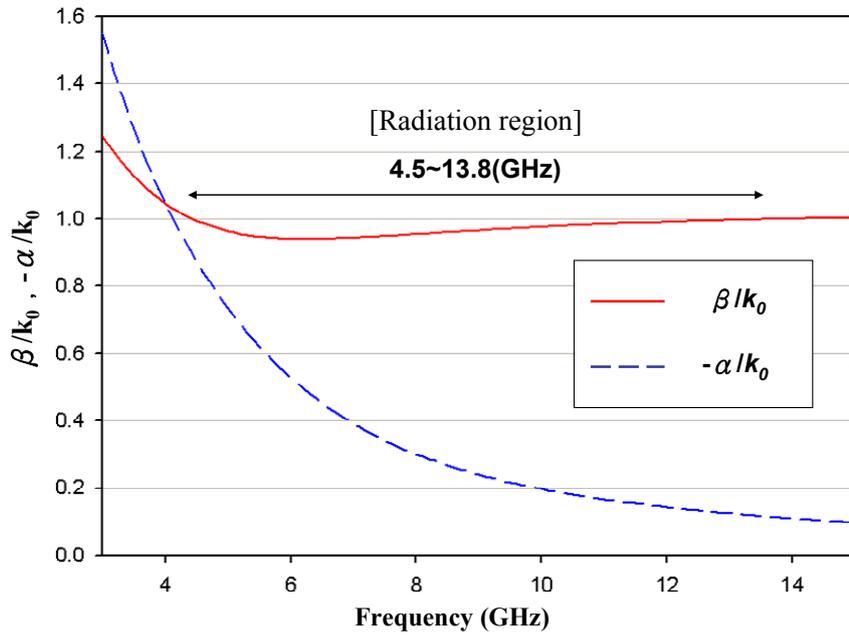


圖2-9: 帶線寬度為20mm之單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖

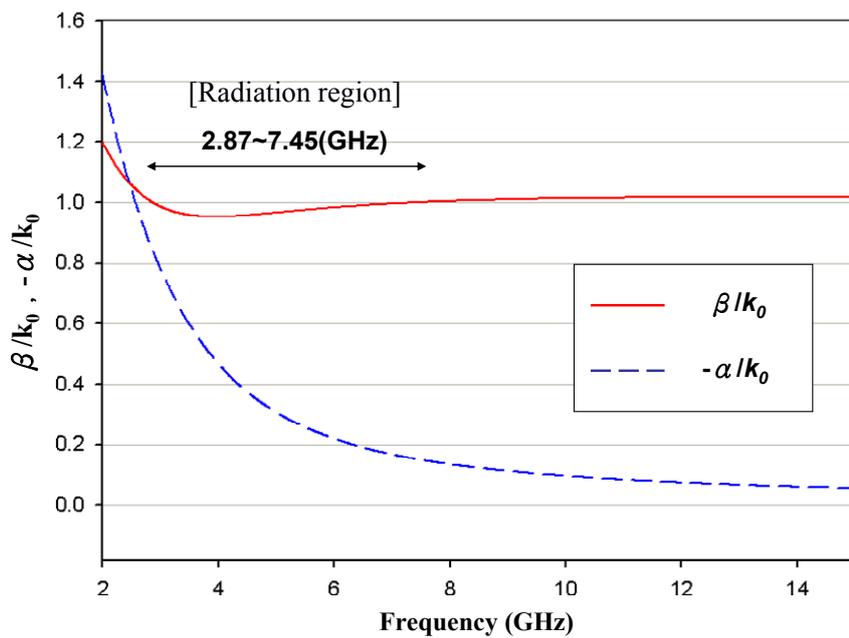


圖2-10: 帶線寬度為32mm之單一導體正規化洩漏模態傳播特性圖

第三章 單一導體帶狀洩漏波天線陣列扇狀輻射場型之計算

本章介紹以扇形排列的單一導體帶狀洩漏波天線陣列，利用天線陣列理論以單一元素的輻射場型搭配扇形排列的參數，可合成出其扇狀輻射場型。

3.1 天線寬度為20mm之單一導體帶狀洩漏波天線

圖3-1為單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖，天線寬度 $W = 20\text{mm}$ ，天線長度 $L = 120\text{mm}$ ，板材厚度 $h = 0.508\text{mm}$ ，前端為洩漏波模態激發電路，基板寬度 $W_s = 60\text{mm}$ ，饋入結構的長度 $L_f = 104\text{mm}$ 。

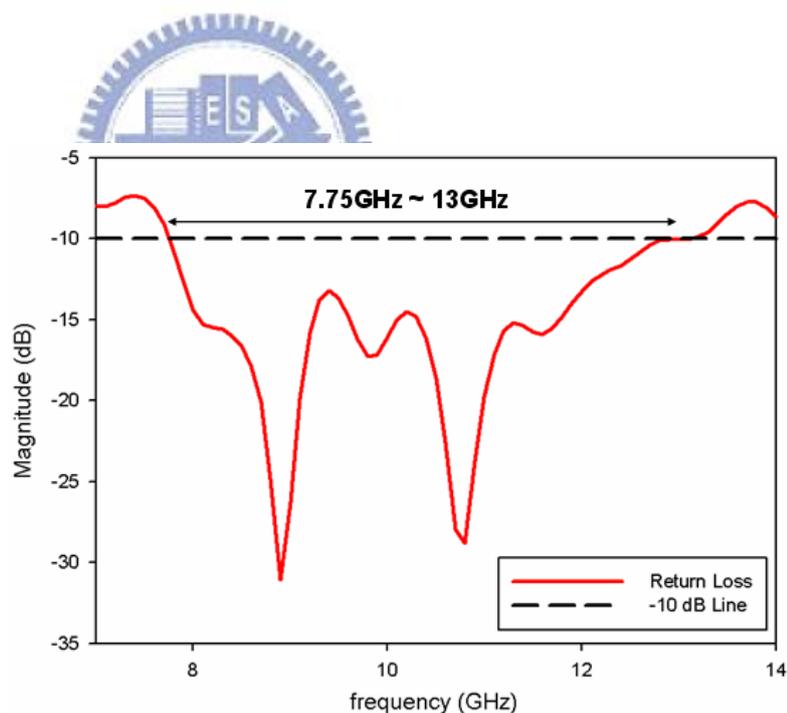
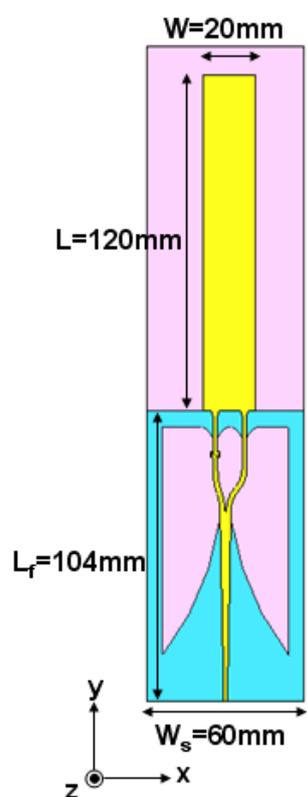


圖3-1: 單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖

圖3-2: 單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖

圖3-2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帶可從7.75GHz ~ 13GHz，頻寬為5.25GHz，而正規化相位常數推論出的天線頻帶理論值為4.5GHz ~ 13.8GHz，頻寬為9.3GHz，實際頻寬略為縮減是由於受限於饋入結構的方式。

單一導體帶狀洩漏波天線的輻射場型如下所示，於11GHz時，圖3-3(a)為單一導體帶狀洩漏波天線E-plane的輻射場型模擬圖，稍有不對稱的現象為饋入結構的不對稱造成的，最大增益為8.46dBi，圖3-3(b)為單一導體帶狀洩漏波天線在H-plane的輻射場型模擬圖，最大增益為8.16dBi，且可以看出單一導體帶狀洩漏波天線輻射場型在end-fire方向。

對於12GHz時，圖3-4(a)為單一導體帶狀洩漏波天線E-plane的輻射場型模擬圖，最大的增益為8.37dBi，圖3-4(b)為單一導體帶狀洩漏波天線H-plane的輻射場型模擬圖，最大增益為8.37dBi，且場型亦在end-fire方向。

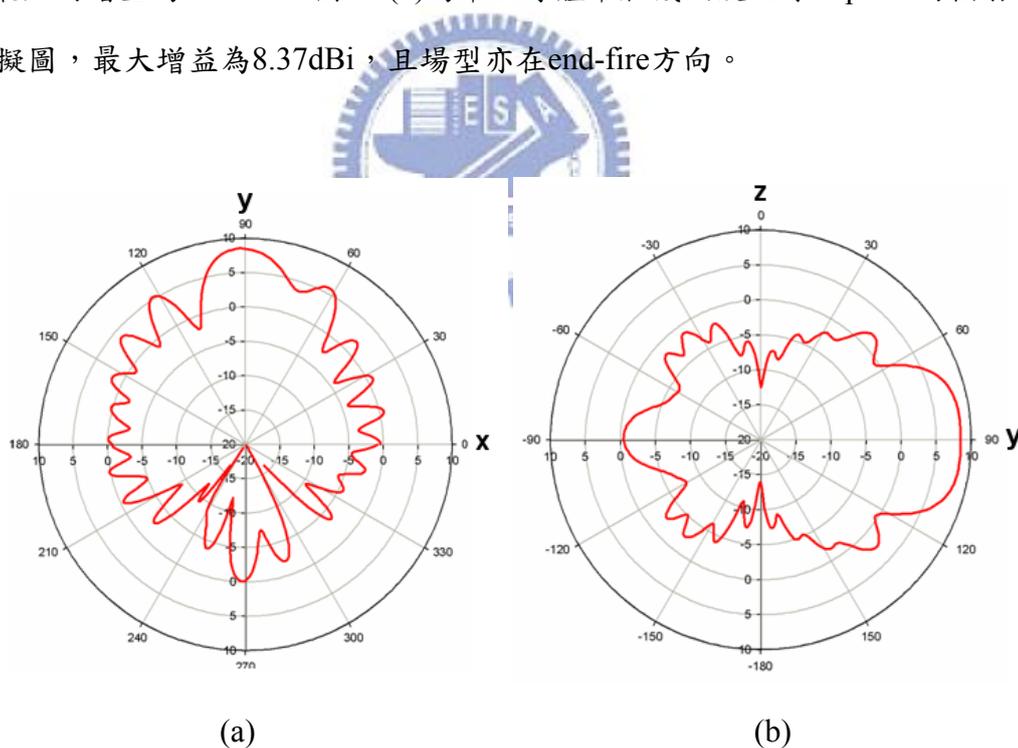


圖3-3: 單一導體帶狀洩漏波在11GHz的輻射場型模擬圖(a)E-plane (b)H-plane

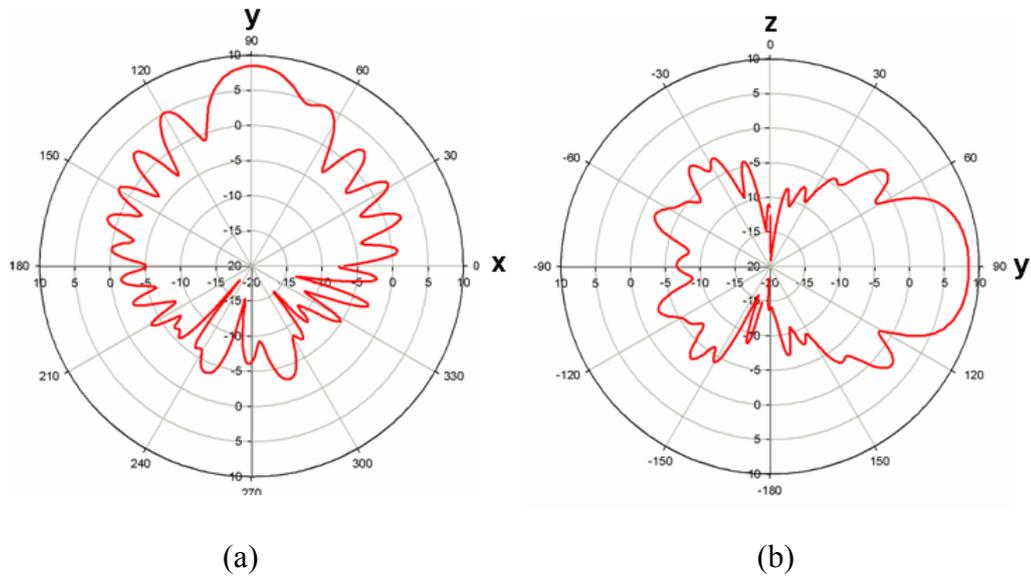


圖3-4: 單一導體帶狀洩漏波在12GHz的輻射場型模擬圖(a)E-plane (b)H-plane

3.2 設計流程

由上節可知單一導體帶狀洩漏波天線的特性，有寬頻、高增益、高指向性及輻射場型在end-fire方向等，因此輻射場型跟天線在同一平面上，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為集中，造成更高的增益。而扇狀天線陣列則與傳統天線陣列不同，適度的調整扇形排列的半徑與角度，可以使輻射場型張開，且傳統天線陣列可由為元素因子(element factor)以及陣列因子(array factor)相乘即可得其天線陣列場型，但扇形天線陣列則無法。

當陣列數目過大，電磁模擬軟體所需耗費的時間過長，為了提高效率，在此提出一個可大略估計場型的合成法，可有效的縮短對於找到角度大、Ripple小的場型之時間。設計流程為先由物理上排列找出可行的半徑以及角度，接著將其扇形陣列各分解為單一元素並予以正確的邊界條件，以模擬軟體解出其場型後再代入扇形陣列方程式即可求得陣列輻射場型，接著對於可實做的範圍內適度的改變半徑以及角度微調出張角大、Ripple小的最佳場型。

3.3 扇形天線陣列場型合成理論

以下介紹扇形陣列場型合成理論，圖 3-1 為扇形陣列示意圖，設有 1、2、...、 N 個天線，以相同半徑 a (以波長為單位) 隨著與 y 軸夾角之角度 ψ_n 繞原點旋轉

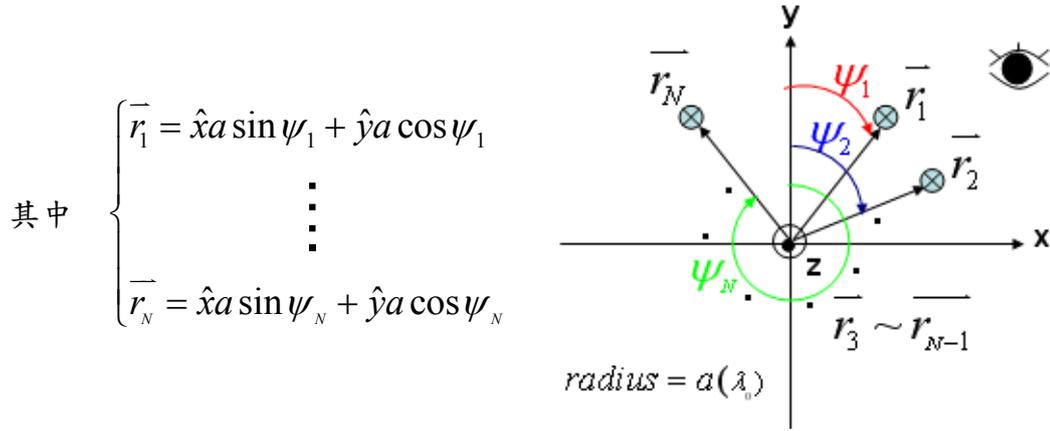


圖3-5: 扇形陣列示意圖

而空間中觀察點的單位向量 $\vec{u} = \hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta$

則對於 xy -plane 合成場型可利用 Eq.(1) 如下

$$b^{xy}(\phi) = \sum_{n=1}^N \omega_n P_n^{xy}(\phi) e^{j2\pi \vec{r}_n \cdot \vec{u}} \quad \text{Eq.(1)}$$

各參數

$$\begin{cases} \omega_n = \text{amplitude} \backslash \text{phase weights} \\ P_n^{xy}(\phi) = \text{the } n^{\text{th}} \text{ "rotated" element factor on the } xy\text{-plane} \\ P_n^{xy}(\theta) = \text{the } n^{\text{th}} \text{ "rotated" element factor on the } yz\text{-plane} \\ N = \text{element number} \\ \vec{r}_n \cdot \vec{u} = a \sin \theta (\psi_n + \phi) \end{cases}$$

同理可利用 Eq.(2) 求得 yz -plane

$$b^{yz}(\theta) = \sum_{n=1}^N \omega_n P_n^{yz}(\theta) e^{j2\pi \vec{r}_n \cdot \vec{u}} \quad \text{Eq.(2)}$$

相對於傳統天線陣列將其場型分為 Element Factor 以及 Array Factor 相乘，扇形天線陣列則是利用逐點運算，由各元素對於該觀察點場的大小乘上其路徑所造成的相位差加總而得該觀察點的合成場大小，此外，由於此論文之天線能量是均勻

且無相位差饋入，所以 $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{n}}$ 。

3.4 單一導體帶狀洩漏波天線陣列扇狀輻射場型合成法

如前所述，單一導體帶狀洩漏波天線的輻射場型在end-fire方向，但其半功率波束寬角度(Half-power beamwidth)約略只有 30° ，稍嫌窄了點，因此我們欲利用扇形陣列拓寬其半功率波束寬角度，如圖3-6所示

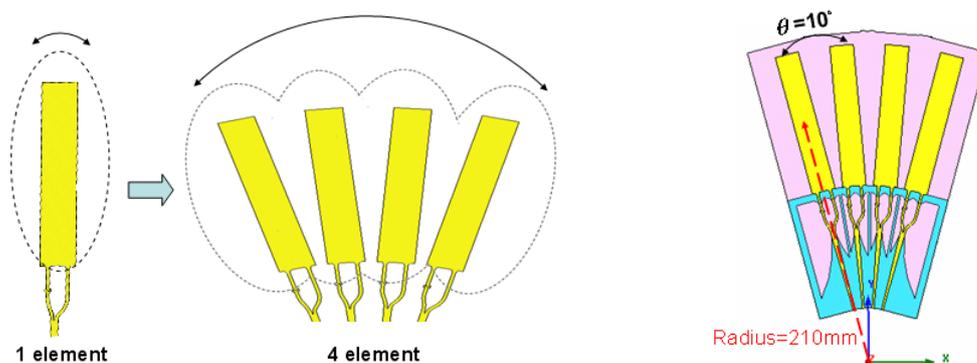


圖3-6(左): 拓寬半功率波束寬角度之扇形陣列示意圖

圖3-7(右): 四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列示意圖

當適度的選擇所擺設間距的角度以及半徑，可得到拓寬其半功率波束寬角度且Ripple最小的效果，但若天線尺寸相對波長太大，以電磁模擬軟體模擬時，所需時間過長，因此希望利用扇形陣列場型合成理論搭配電磁模擬軟體快速的合成出陣列之扇狀輻射場型。

舉例來說，圖3-7為四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列示意圖，以210mm為半徑，角度間距 10° 擺放四個元素，而圖3-8為其xy-plane場型合成步驟圖，可看出4元素扇形天線陣列可分解成4個"已旋轉過"的單一元素，彼此相鄰的面因與電場方向垂直，所以設置Perfect Conductor(PEC)邊界條件，再以電磁模擬軟體將個別元素xy-plane輻射場型 $P_1^{xy}(\phi)$ 、 $P_2^{xy}(\phi)$ 、 $P_3^{xy}(\phi)$ 、 $P_4^{xy}(\phi)$ 求出，最後利用扇形陣列場型合成理論中的Eq.(1)推得xy-plane場型，且於xy-plane的角度 ϕ_0 可看出扇形天線陣列逐點運算推得 $b^{xy}(\phi_0)$ 的步驟，而若欲求yz-plane場型，則是利用"已旋轉過"個別元素yz-plane輻射場型搭配Eq.(2)推得。

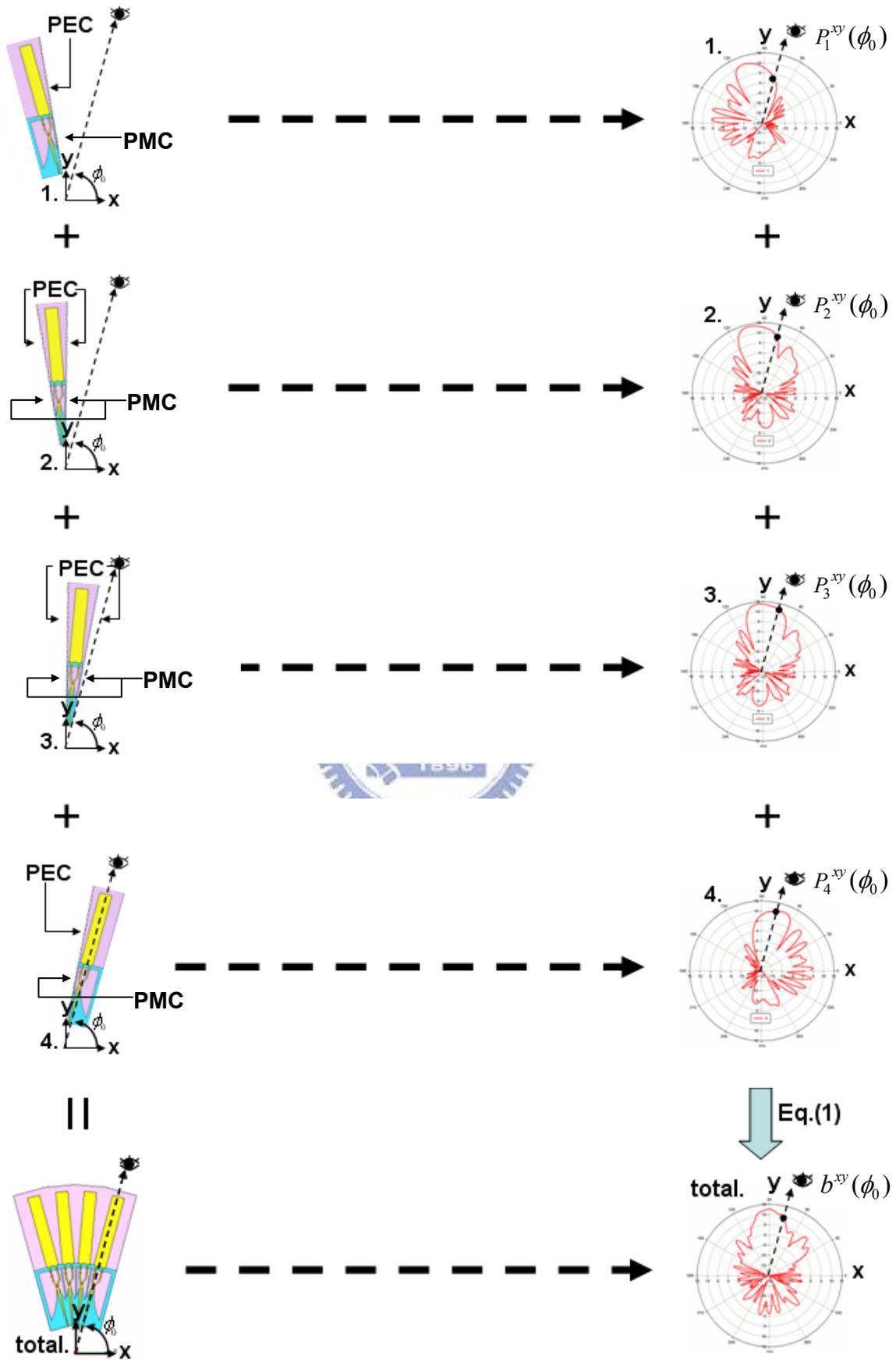


圖3-8: 四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列場型合成步驟圖

3.5 扇狀輻射場型合成與模擬之比較

本小節將利用上屆學長所設計之扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列所模擬的場型與我們利用場型合成法得到的輻射場型相互比較，以驗證所合成出場型的準確性。圖3-9 ~ 圖3-11為4、8、16元素的扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列，其元素擺放半徑分別為210mm、200mm、200mm，彼此元素間相距角度均為 10° 。

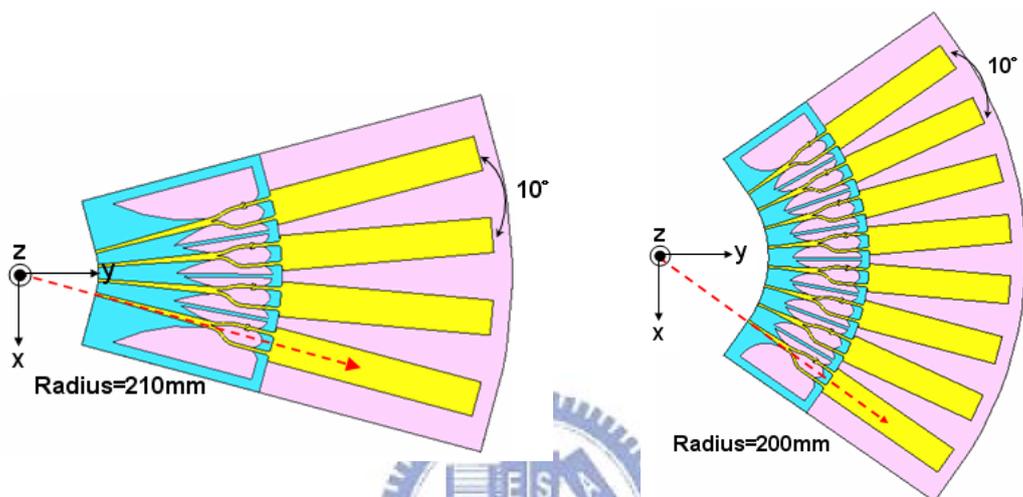


圖3-9: 四元素扇形天線陣列

圖3-10: 八元素扇形天線陣列

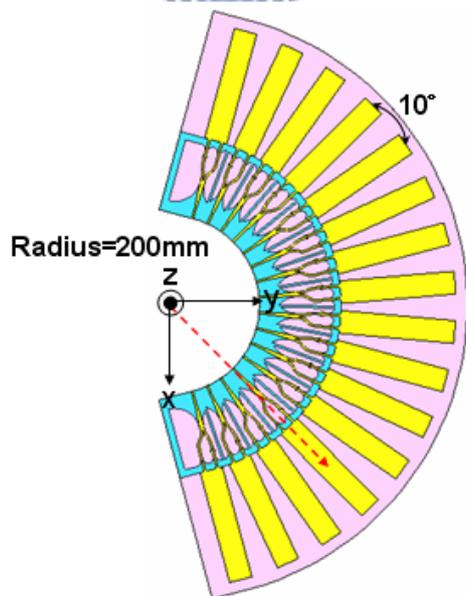


圖3-11: 十六元素扇形天線陣列

圖3-12為四元素扇形天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖；圖3-13為四元素扇形天線陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖；圖3-14為八元素扇形天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖；圖3-15為八元素扇形天線陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖；圖3-16為十六元素扇形天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖；圖3-17為十六元素扇形陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖。

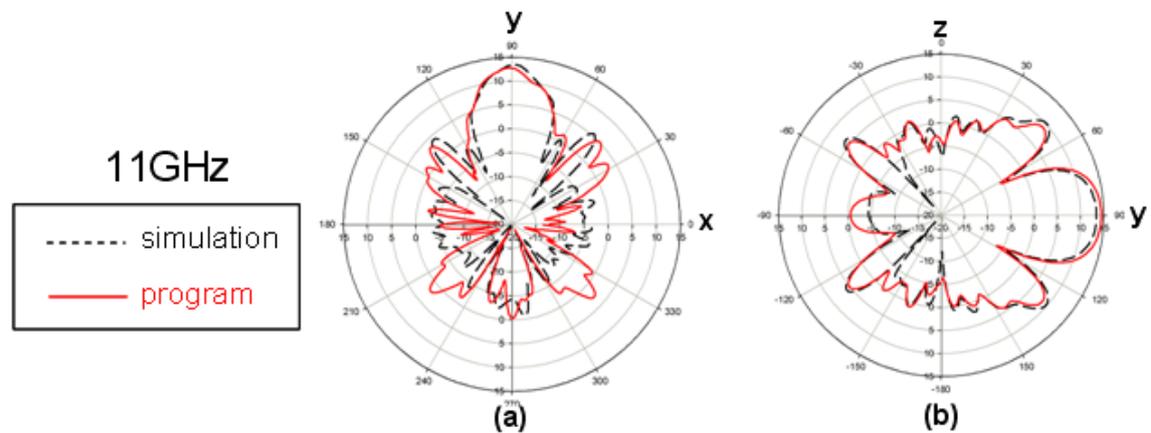


圖3-12: 四元素扇形天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

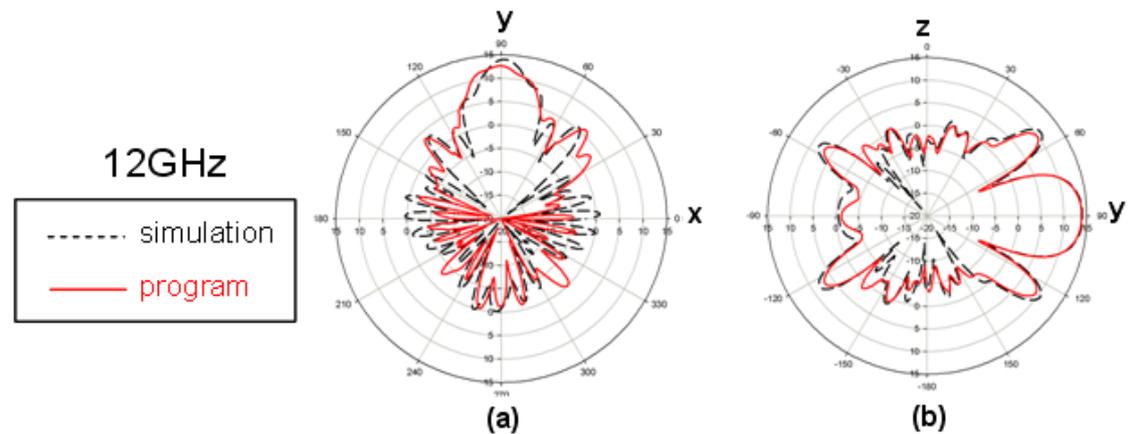


圖3-13: 四元素扇形天線陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

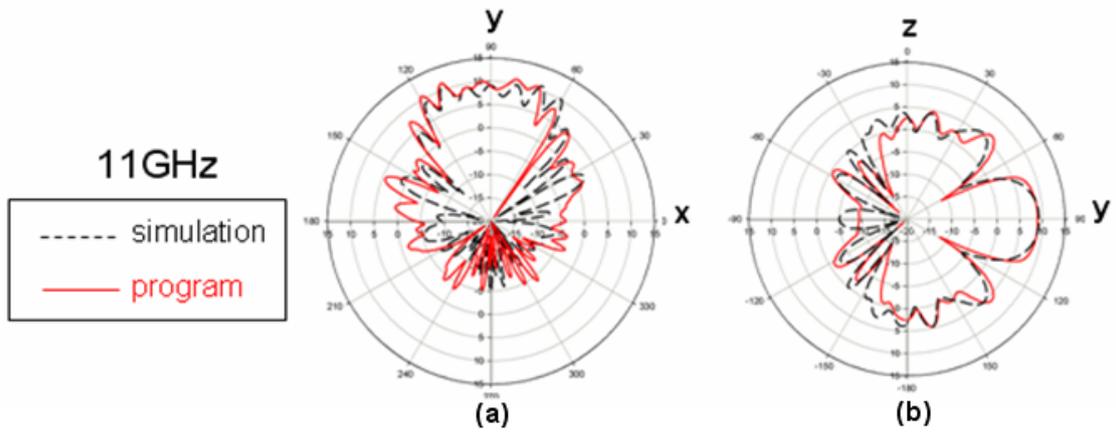


圖3-14: 八元素扇形天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

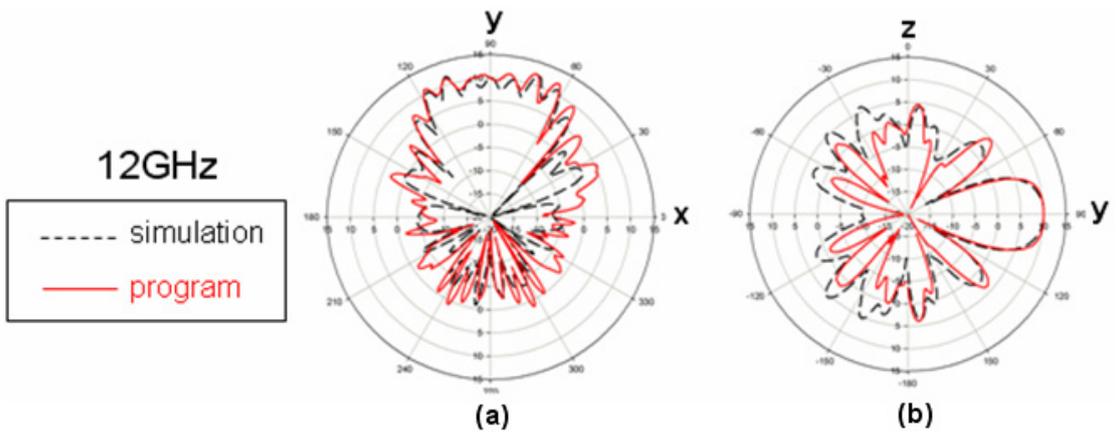


圖3-15: 八元素扇形天線陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

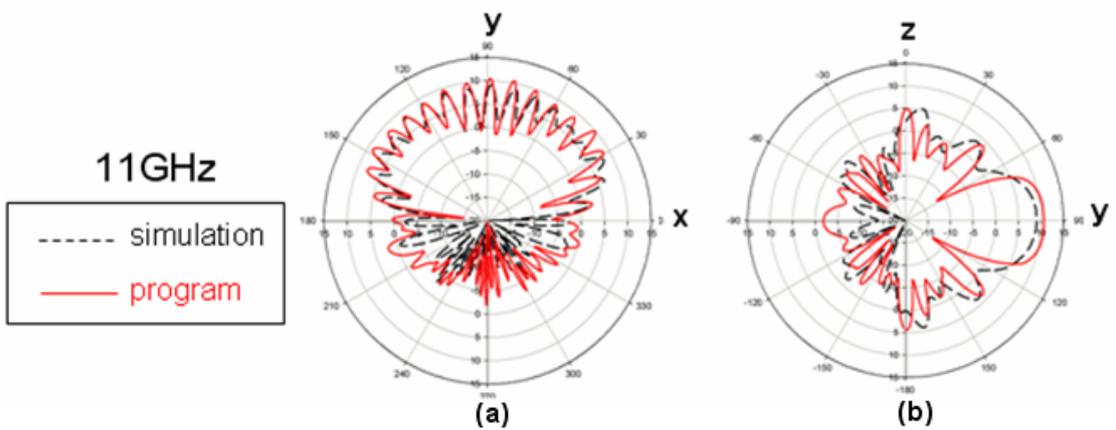


圖3-16: 十六元素天線陣列在11GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

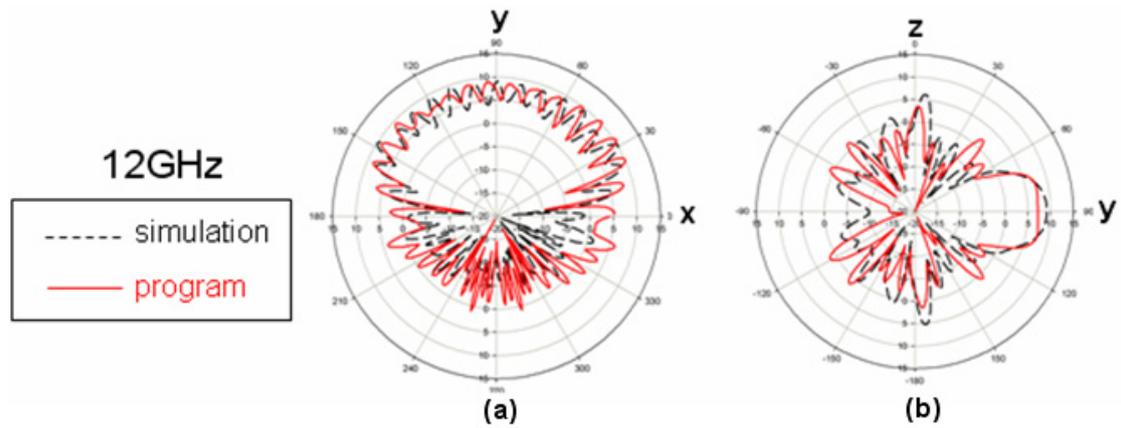


圖3-17: 十六元素扇形天線陣列在12GHz的模擬與合成場型比較圖(a)E-Plane
(b)H-Plane

由上述結果可看出合成出來的輻射場型與模擬軟體運算出來的場型很相近，尤其
在主波束的範圍，dip點大致上都有跟到，如此一來，當我們欲利用單一導體帶
狀洩漏波天線組成扇形天線陣列，但天線尺寸相對波長太大如十六元素扇形單一
導體帶狀洩漏波天線陣列，以電磁模擬軟體模擬時所需耗費時間過長，此時可使
用本節所介紹之扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列場型合成法，合理的調整半徑
與角度間距，使得天線陣列達到寬的半功率波束寬角度(Half-power beamwidth)
或者低的旁波瓣(Side lobe)等預期希望的效果，大量減少電路調整時模擬所需花
費的時間。

第四章 可切換主波束之扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣

列

4.1 智慧型天線系統簡介

一般對智慧型天線系統的定義如下：「智慧型天線是由一組採特定幾何排列形式的天線元件所組成，利用切換式、掃描式或自適性的方式控制主動性元件達成改變無線電波輻射的場型，具有提升載波干擾比、服務區域範圍、系統容量等系統操作參數的功能」。智慧型天線利用空間分隔多工的概念將天線輻射場型形成一特定的波束(beam)，應用空間分集的特性來區分與合成不同方位的使用者與路徑訊號。系統在接收信號時，可自該窄波束接收到最大功率來提高通訊品質；而發射信號時，除了可讓接收端接收到最大的功率之外，同時也會對其它接收設備減少干擾與降低多重路徑效應的影響。

由於單一導體帶狀洩漏波天線具有固定end-fire方向之主波束，因此希望能藉由擺置數個單一導體帶狀洩漏波天線利用射頻開關切換主波束，如圖4-1為四根單一導體洩漏波天線搭配微波高頻開關切換主波束的構想圖

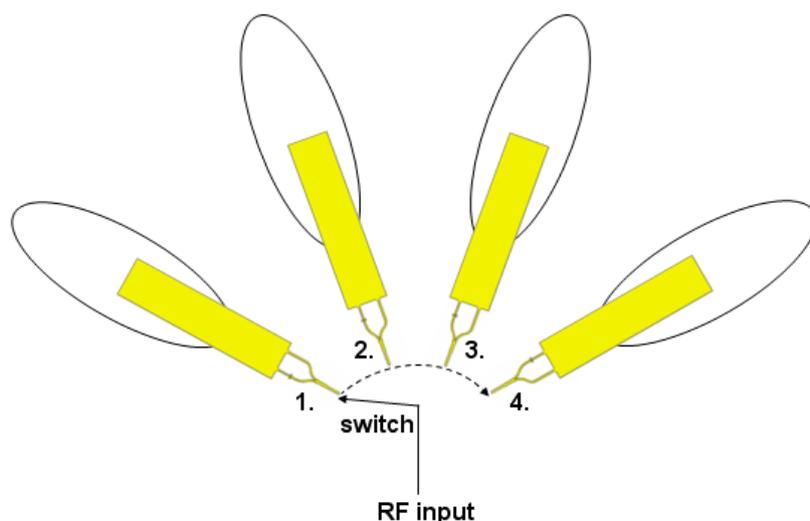


圖4-1: 四根單一導體洩漏波天線搭配微波高頻開關切換主波束構想圖

4.2 天線寬度為32mm之單一導體帶狀洩漏波天線

現今我們欲將單一導體帶狀洩漏波天線搭配射頻開關切換主波束形成一智慧型天線，但由於先前3.3節提出的單一導體帶狀洩漏波天線其可用頻段為7.75GHz~13GHz，頻率太高，對於射頻開關的製作上有困難，因此我們選定5GHz~6GHz包含WLAN的頻段上製作讓實用性更高。於是我們修改架構如下：天線寬度 $W=32\text{mm}$ ，天線長度 $L=140\text{mm}$ ，板材厚度 $h=0.508\text{mm}$ ，前端為洩漏波模態激發電路，基板寬度 $W_s=60\text{mm}$ ，饋入結構的長度 $L_f=53\text{mm}$ 。

天線設計頻段改變導致整體天線架構改變，因此重新修正前端洩漏波模態激發電路，圖4-2為修改過後的洩漏波模態激發電路俯視示意圖，圖4-3為修改過後的洩漏波模態激發電路之側視示意圖。圖4-4為修改過後的洩漏波模態激發電路S參數模擬圖，包含了在3GHz~8GHz之間的 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31} 的，可以看到反射損耗 S_{11} 都在-15dB以下，而另外兩個輸出端所得到的能量 S_{21} 與 S_{31} ，經過反向平衡式微帶線後保持相當接近，彼此間相差最多0.7dB，而在我們所設計的5GHz~6GHz之間最多相差0.12dB，且值大約在-3.5dB~-3.8dB之間，可得知能量順利傳入並均分，圖4-5為修改過後的洩漏波模態激發電路輸出端相位差模擬圖，兩輸出端相位差希望相差 180° ，由圖可看出兩輸出相位差離 180° 最多 8° ，且在所設計的5GHz~6GHz之間最多相差 5.7° ，尚在合理接受範圍，故以此完成了一個能量均分，相位相差 180° 的能量分配器。

圖4-6為修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖，圖4-7為修改過後的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帶從4.4GHz到6.4GHz，頻寬為2GHz，由正規化相位常數推論出的天線頻寬理論值為2.87GHz到7.45GHz，頻寬為4.58GHz，頻寬有明顯縮減乃因頻率降低，天線洩漏能量所需之長度變大，於是需要較大面積，但又礙於板裁尺寸，所以縮短了饋入結構，才會導致實際頻寬相對縮減。

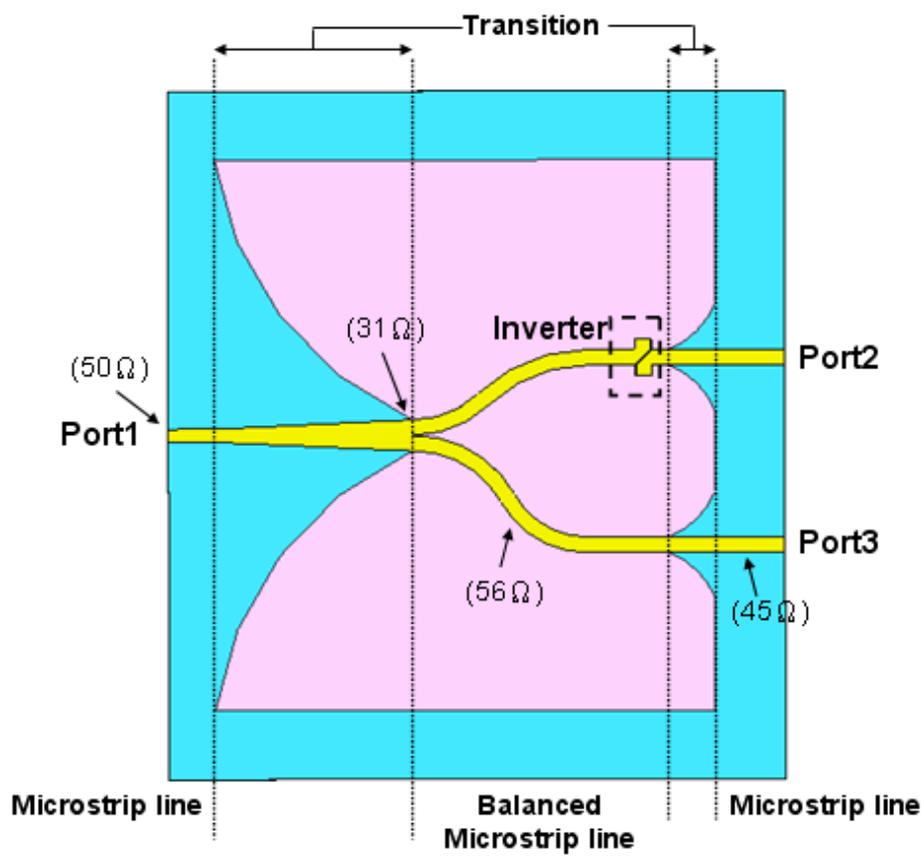


圖4-2: 修改過後的洩漏波模態激發電路之俯視示意圖

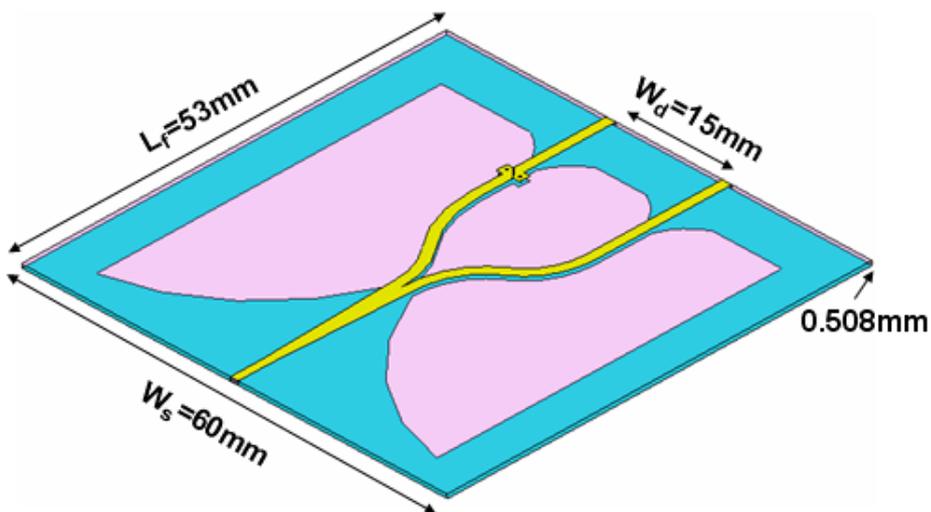


圖4-3: 修改過後的洩漏波模態激發電路之側視示意圖

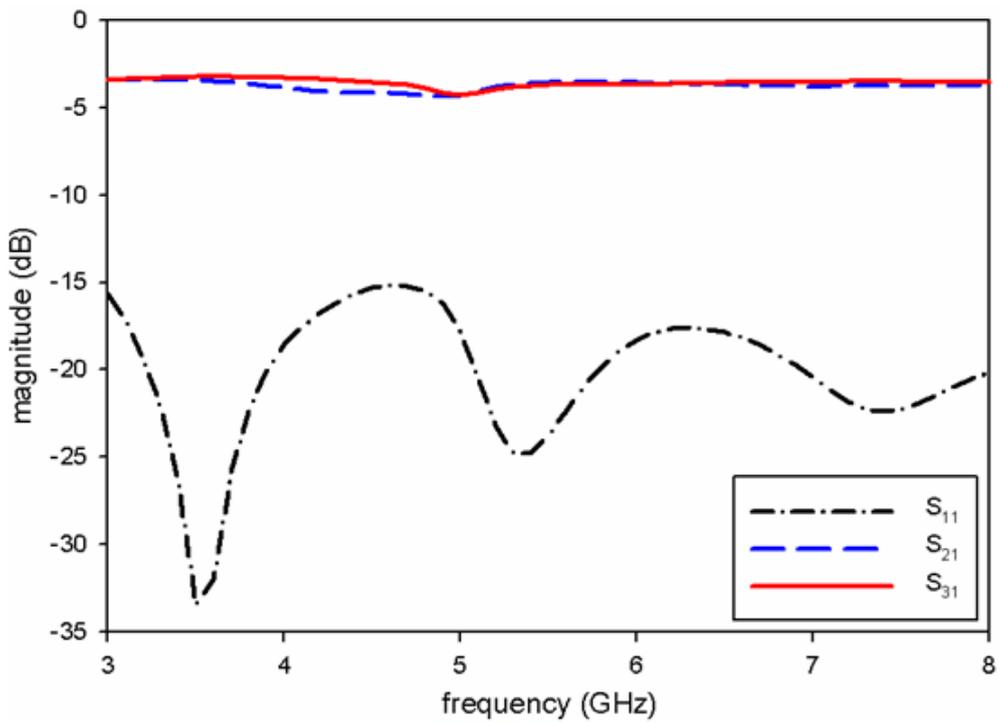


圖4-4: 修改過後的洩漏波模態激發電路之S參數模擬圖

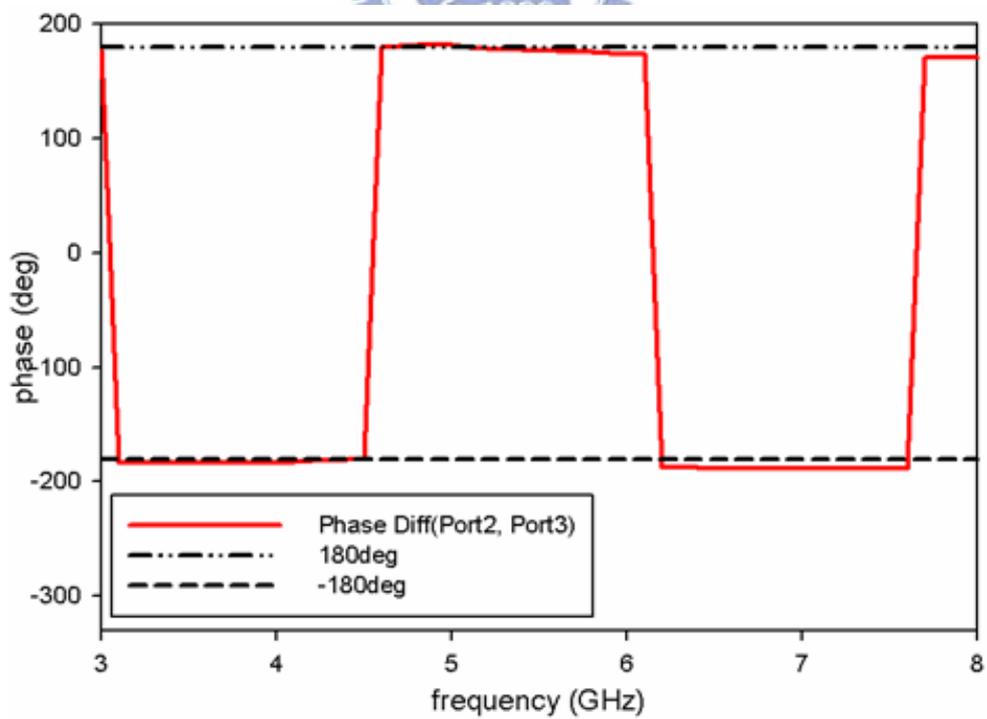


圖4-5: 修改過後的洩漏波模態激發電路之輸出端相位差模擬圖

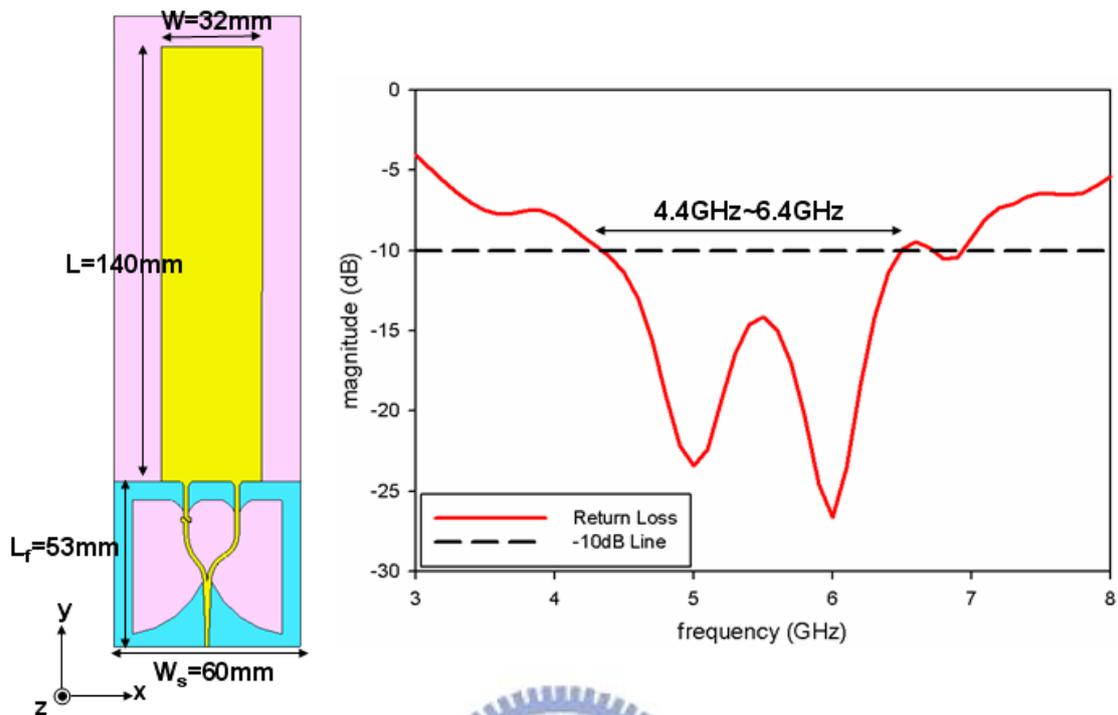


圖4-6(左): 修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線俯視圖

圖4-7(右): 修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線反射損耗模擬圖

修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線模擬的輻射場型如下所示，圖4-8(a)、(b)、(c)分別為修改過後單一導體帶狀洩漏波天線在5GHz、5.4GHz、5.8GHz時E-plane(xy-plane)的輻射場型模擬圖，最大增益各為6.1dBi、7.55dBi與8.05dBi，而表格內SLL代表Side-Lobe Level， θ_{3dB} 為半功率波束角度寬(Half-power beamwidth)，圖4-8(d)則分別為修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線在5GHz、5.4GHz、5.8GHz時H-plane(yz-plane)的輻射場型模擬圖，可再次看出單一導體帶狀洩漏波天線如先前所提，場型輻射在end-fire方向，方便於作為智慧型天線切換主波束時使用。

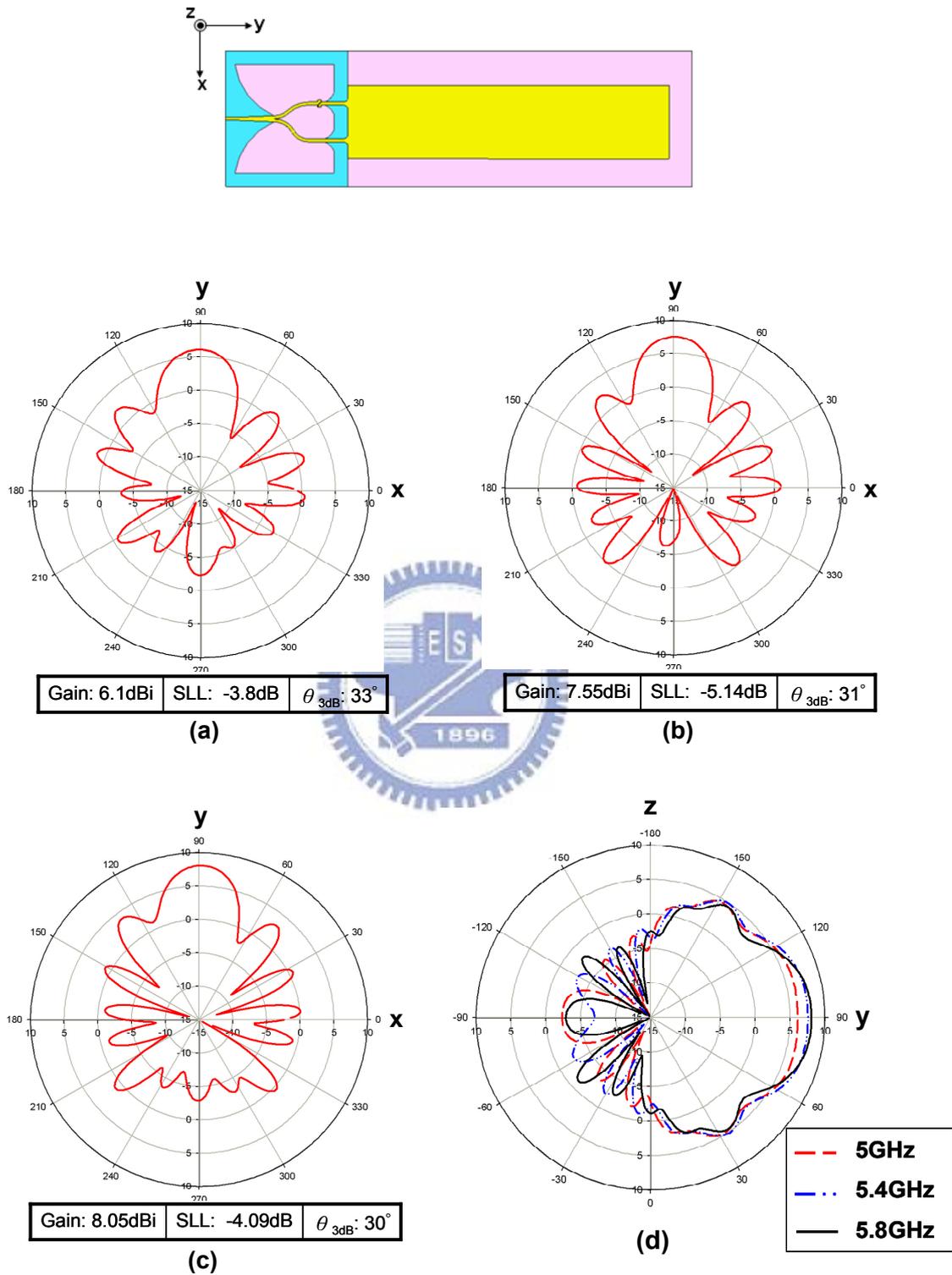


圖 4-8: 修改過後的單一導體帶狀洩漏波天線(a)5GHz (b)5.4GHz (c)5.8GHz 時 E-plane 的場型模擬圖 (d)5GHz、5.4GHz、5.8GHz 時 H-plane 的場型模擬圖

4.3 射頻開關

4.3.1 射頻開關介紹

射頻開關 (Switch)，在許多系統上均有廣泛應用，它是一種半導體控制電路，用來控制能量流向。射頻開關電路形式主要有兩種，PIN 二極體及砷化鎵 (GaAs, Gallium arsenide) 微波單晶積體電路 (MMIC, microwave monolithic integrate circuits)，其中 PIN 二極體射頻開關一般用於低功率、高速率、和高可靠度；而砷化鎵通常可用在更高的工作頻率範圍、更快的切換速度。而應用於微波系統的開關有數種類型，圖 4-9 是本論文中所使用的類型：單刀四擲開關 (single-pole four-throw, SP4T)。

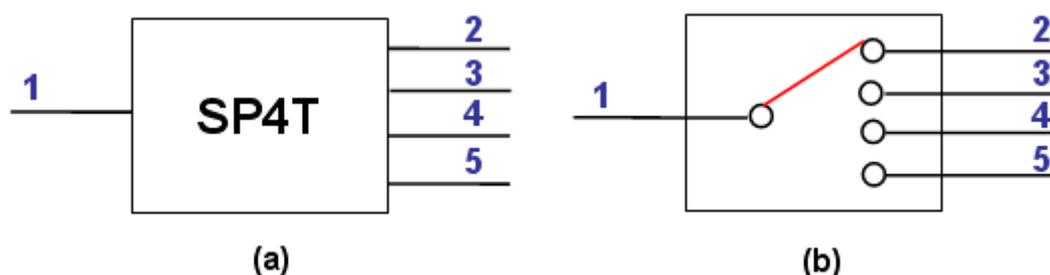


圖 4-9: 單刀四擲射頻開關(a)符號圖與(b)方塊圖

本文中射頻開關使用 HEXAWAVE 中型號 HWS451 的 IC，如圖 4-10，為一砷化鎵 SP4T 切換器 (GaAs SP4T switch)，操作頻率範圍從 DC 至 6GHz，RFC 為射頻訊號輸入端，RF1、RF2、RF3、RF4 為射頻輸出端，VC1、VC2、VC3、VC4 則為直流偏壓，其邏輯值可控制射頻訊號流向， C_A 為 $8pF$ 之旁路電容 (by-pass capacitors)， C_B 為 $8pF$ 之直流阻絕電容 (DC blocking capacitors)。

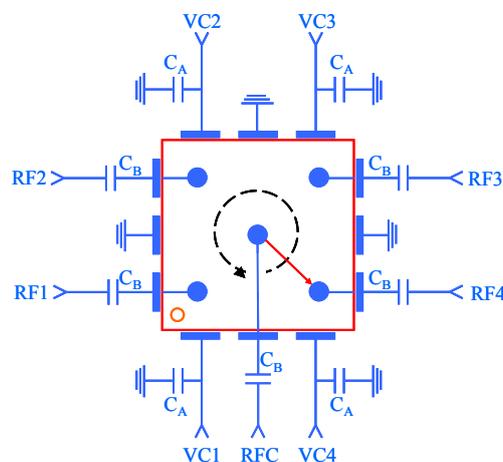


圖 4-10: HWS451 砷化鎵 SP4T 切換器偏壓電路圖

圖 4-11 為此射頻開關之尺寸大小規格，整個封裝後大小約為 3x3mm，表 4-1 為此 SP4T 射頻開關之邏輯表，可依據此邏輯表偏壓，控制訊號的流向。

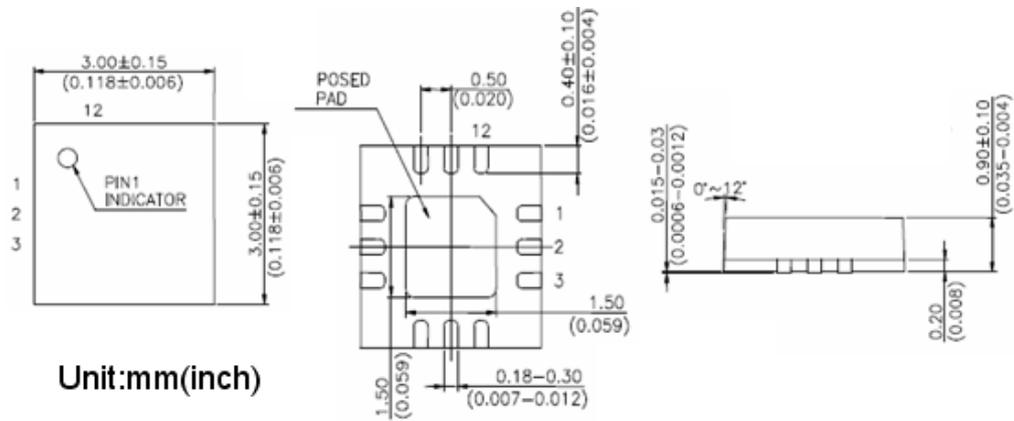


圖 4-11: HWS451 砷化鎵 SP4T 切換器外型規格圖

$VC1$	$VC2$	$VC3$	$VC4$	$RFC - RF1$	$RFC - RF2$	$RFC - RF3$	$RFC - RF4$
1	0	0	0	Insertion Loss	Isolation	Isolation	Isolation
0	1	0	0	Isolation	Insertion Loss	Isolation	Isolation
0	0	1	0	Isolation	Isolation	Insertion Loss	Isolation
0	0	0	1	Isolation	Isolation	Isolation	Insertion Loss
“1”= +3V to +5V : “0”= 0V to +0.2V							

表 4-1: HWS451 砷化鎵 SP4T 切換器之邏輯表

4.3.2 射頻開關實作與量測結果

實作 SP4T 射頻開關，吾人選用之板裁為 Rogers RO4003，板裁介電係數 (Substrate dielectric constant) 為 3.55，厚度為 0.508mm，介質損耗角正切 (Substrate loss tangent) 為 0.0027，採用 CBCPW (Conductor Backed Coplanar Waveguide) 作電路佈局，圖 4-12 為電路實作圖，上下兩條共四條電線外接直流偏壓 (bias) 可控制輸出訊號流向，中間為 HWS451 之砷化鎵 S P 4 T 射頻開關，欲量測的部分包含反射損耗 (Return Loss)、介入損耗 (Insertion Loss) 與隔離度 (Isolation)。偏壓方式如表 4-1 所示，反射損耗的考量是在於射頻訊號能量是否完全的傳入切換器不被反射訊號影響輸入端，介入損耗的考量是對於射頻訊號通過的諧波衰減度，而隔離度的考量是檢查當射頻訊號傳送到某一組天線輸入端時，是否避免了另一組天線輸入端受到干擾。

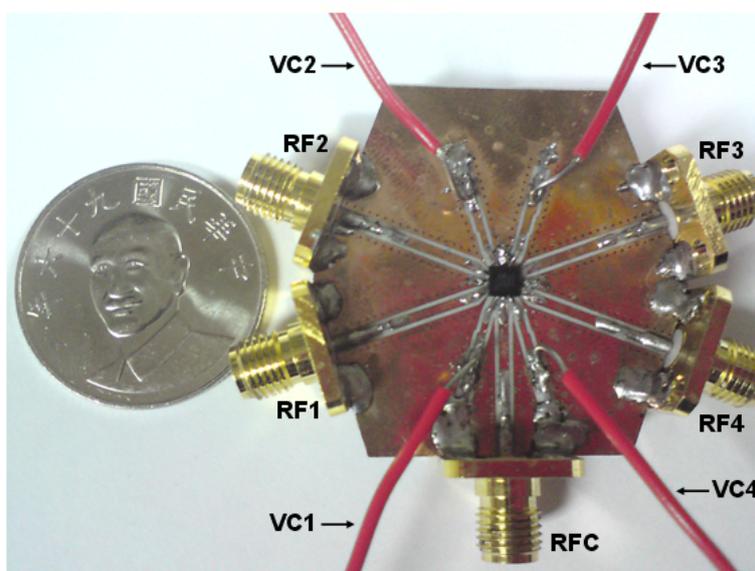


圖 4-12: SP4T 射頻開關實作圖

射頻開關量測結果，從圖 4-13 所示，其中(a)表示在邏輯 VC1=1、VC2=0、VC3=0、VC4=0 即 $RFC \Rightarrow RF1$ 情況下的反射損耗、介入損耗與隔離度，依此類推；(b)、(c)、(d)表示在 $RFC \Rightarrow RF2$ 、 $RFC \Rightarrow RF3$ 、 $RFC \Rightarrow RF4$ 情況下的反射損耗、介入損耗與隔離度。圖 4-14 顯示出四個輸出端在所設計頻段 (5GHz - 6GHz) 之間的介入損耗，圖 4-15 為切換 RF1 輸出時其他三個輸出端的隔離度，切換其他輸出時曲線亦大致相同，故不贅述。

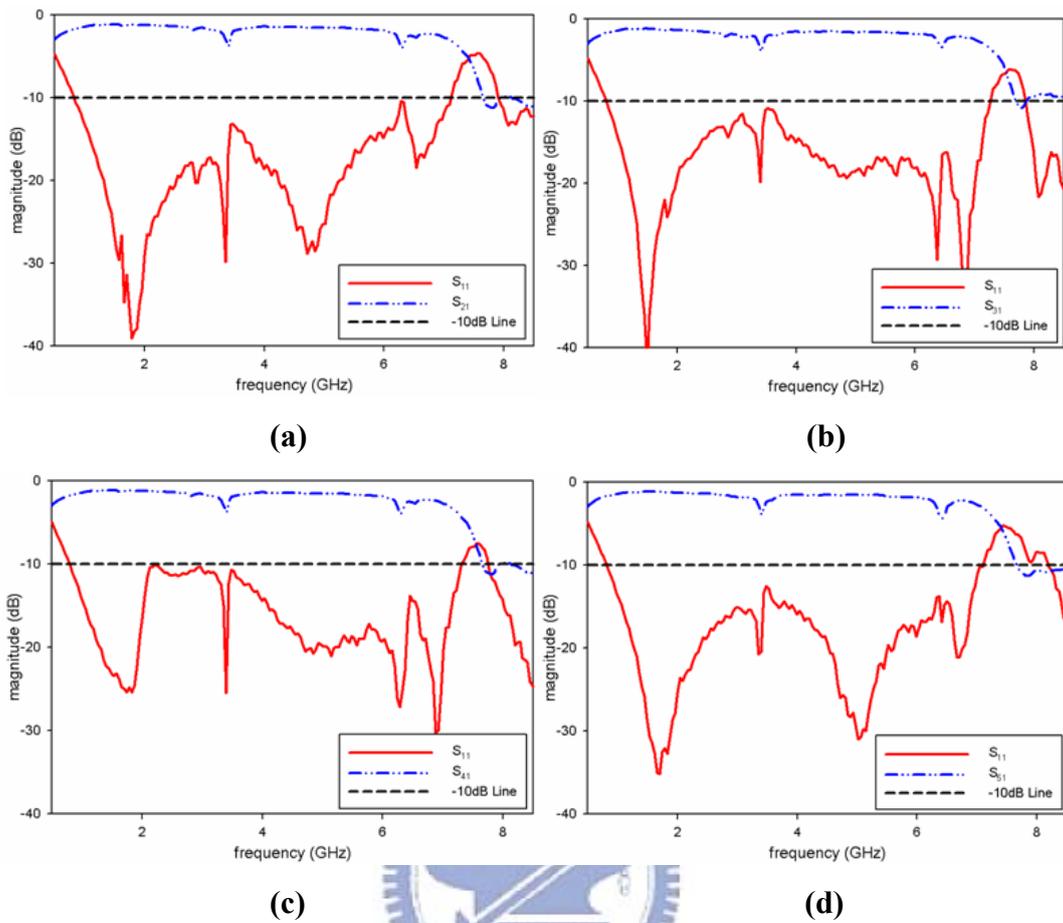


圖 4-13: SP4T 射頻開關切換不同輸出 (a) $RFC \Rightarrow RF1$ (b) $RFC \Rightarrow RF2$
(c) $RFC \Rightarrow RF3$ (d) $RFC \Rightarrow RF4$ 之量測 S 參數圖

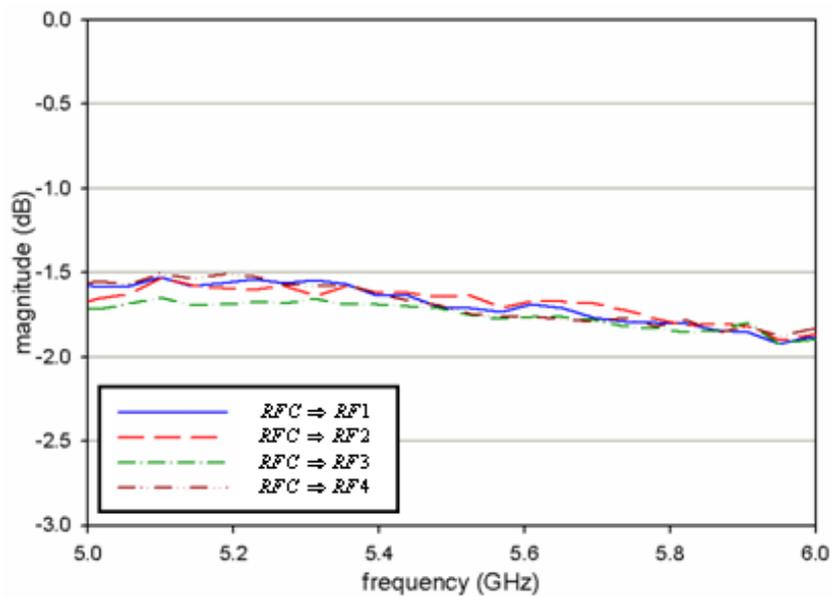


圖 4-14: SP4T 射頻開關分別切換至四輸出之介入損耗量測圖

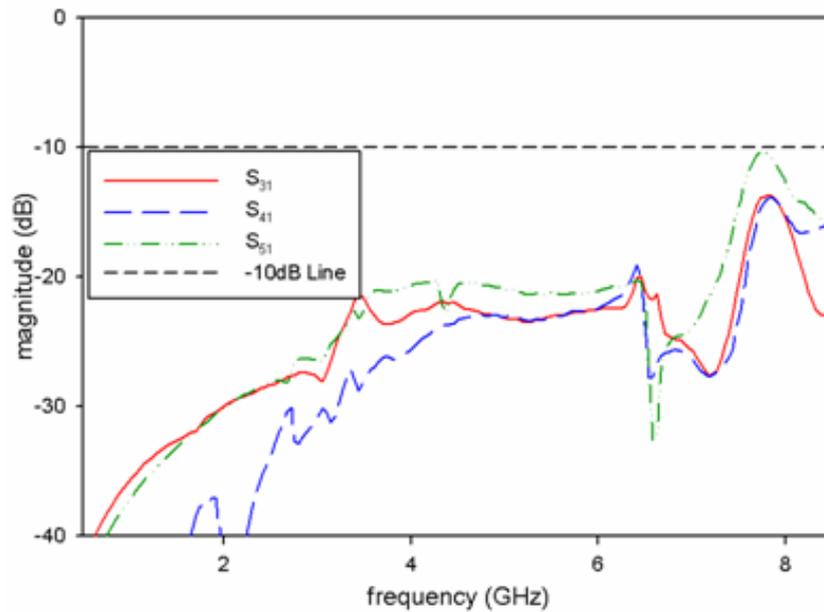


圖 4-15: SP4T 射頻開關切換 RF1 時其他三輸出的隔離度量測圖

由上述圖表可看出，射頻開關切換四輸出時，其反射損耗(S_{11})於 IC 可操作的頻率 DC ~ 6GHz 下均在 -10dB 以下，且在 5GHz-6GHz 之間均在 -15dB 以下，可見能量有確實的傳入切換器。而由圖 4-14 則能看出開關切換至各輸出時的介入損耗，於 5GHz ~ 6GHz 之間大約在 -1.53dB ~ -1.85dB，相對於原廠資料表中大約降了 0.4dB，稍嫌偏低，導致如此結果其原因可能為線路處理的不夠理想或需要在縮小電路以降低損耗的出現。最後，圖 4-15 為 SP4T 射頻開關切換 RF1 時其他三輸出的隔離度，由圖可見其他三個輸出所接收到的能量在所能操作的頻率 DC ~ 6GHz 下均在 -20dB 以下，與原廠資料表的數據相差無幾，可見各輸出端之間訊號並不會造成干擾的現象。

4.4 半功率波束寬角度為 23° 之波束切換天線

4.4.1 二元素扇形天線陣列分析

承4.2為單根單一導體帶狀洩漏波天線，其半功率波束寬角度約略為 30° ，若將4根天線分別擺設於不同方位，則利用射頻開關可切換其主波束，但吾人認為單根天線的增益稍嫌不足且SLL(Side-Lobe Level)差距不夠大，於波束接收以及發射訊號時可能造成不必要的干擾，因此我們利用二元素扇形天線陣列，如圖4-16為二元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖，兩元素以半徑198mm相距 16° 擺放，希望能夠改善天線增益以及SLL。

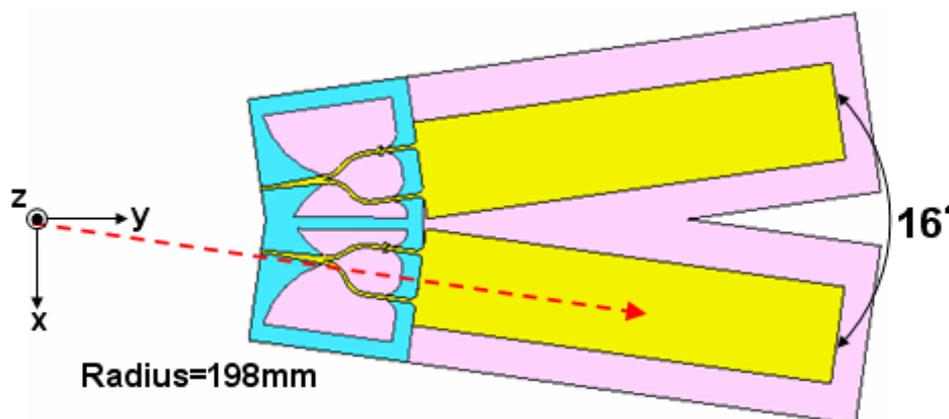


圖 4-16: 二元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖

4.4.2 饋入電路結構設計

作為圖4-16的饋入端，功率分配器須達到能量均分且等相位，圖4-17為一分二功率分配器俯視圖，每個埠的線寬均設定在特性阻抗為 50Ω ，由埠2與埠3以並聯的方式匹配置特性阻抗為 28Ω 的線寬，圖4-18為一分二功率分配器側視圖。

圖4-19為一分二功率分配器之S參數模擬圖，可以看出 S_{11} 均在 -15dB 以下，且 $5\text{GHz} \sim 6\text{GHz}$ 在 -20dB 以下，而 S_{21} 以及 S_{31} 大約在 $-3.2\text{dB} \sim -3.4\text{dB}$ 左右，圖4-20為埠2與埠3之間的相位差，差距都在 0.5° 以內，由上述圖表可知此功率非配器確實的傳入能量且於輸出埠能量均分且等相位。

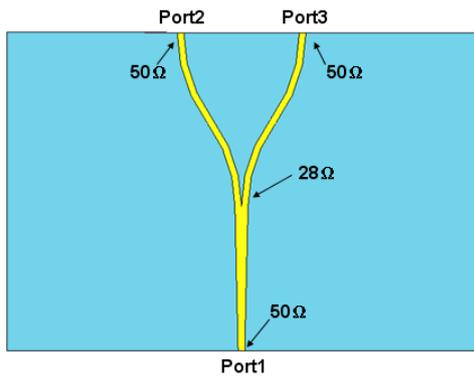


圖 4-17: 一分二功率分配器俯視圖

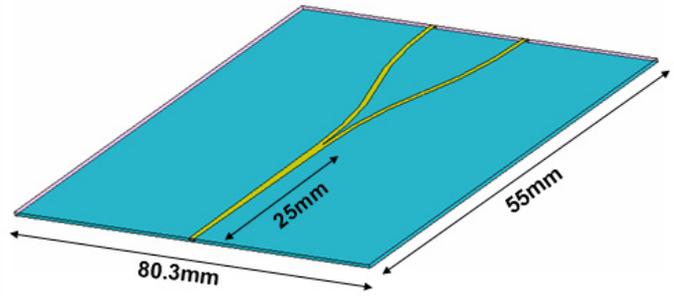


圖 4-18: 一分二功率分配器側視圖

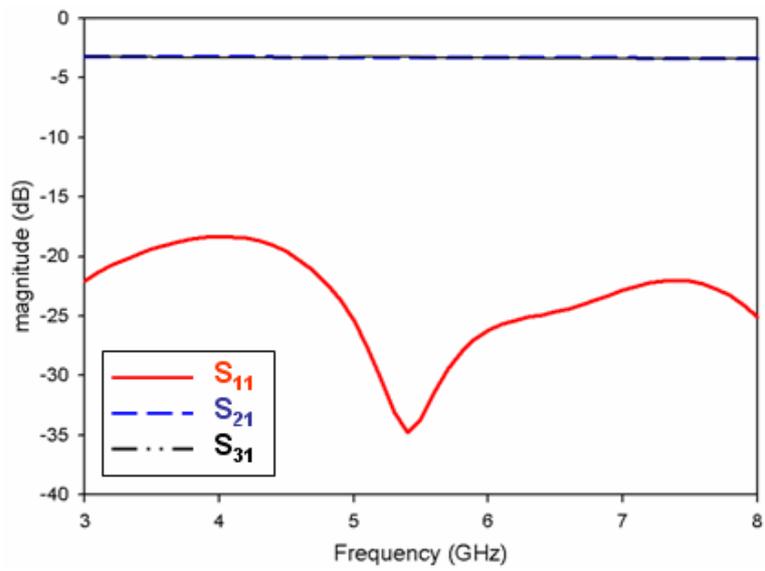


圖 4-19: 一分二功率分配器之 S 參數模擬圖

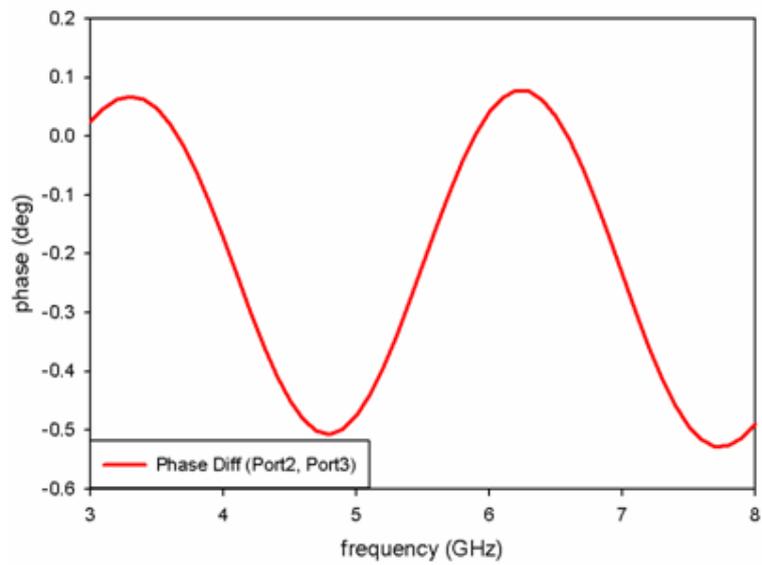


圖 4-20: 埠 2 與埠 3 之間的相位差模擬圖

4.4.3 二元素扇形天線陣列結合饋入結構

接前兩小節的二元素天線陣列與饋入結構合併，其尺寸及電路示意圖如圖4-21所示，圖4-22為其反射損耗模擬圖，頻寬為4.7GHz~6.5GHz。而此二元天線陣列的輻射場型如下所示，圖4-23(a)、(b)、(c)為分別為二元天線陣列在5GHz、5.4GHz與5.8GHz時E-plane(xy-plane)模擬的輻射場型，最大增益各為9.45dBi、9.93dBi與10.72dBi，圖4-23(d)分別為二元天線陣列在5GHz、5.4GHz、5.8GHz時H-plane(yz-plane)模擬的輻射場型，可看出二元天線陣列如我們所希望，天線增益較單根略大且隨頻率較穩定而SLL值也較單根來的改善。

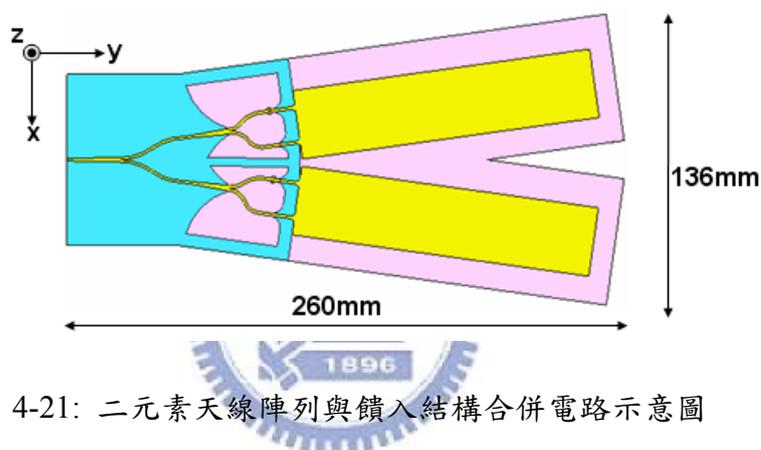


圖 4-21: 二元素天線陣列與饋入結構合併電路示意圖

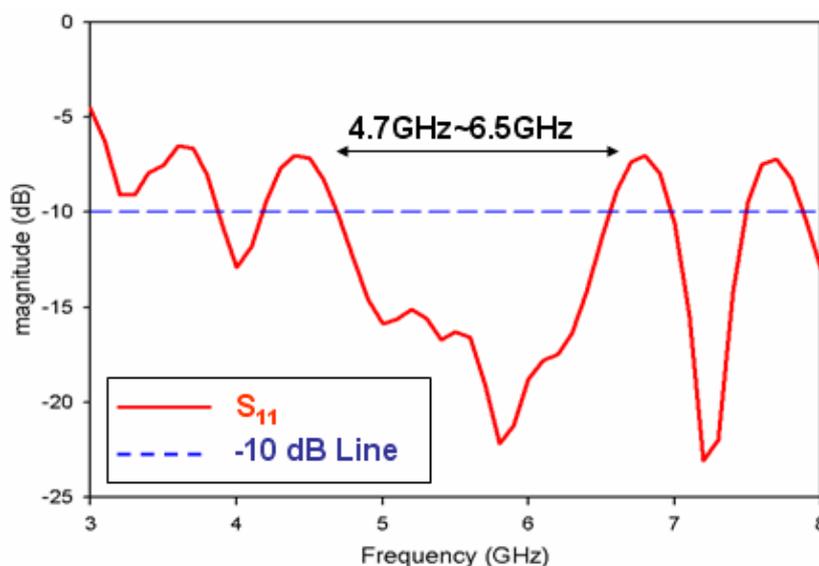


圖 4-22: 二元素天線陣列之反射損耗模擬圖

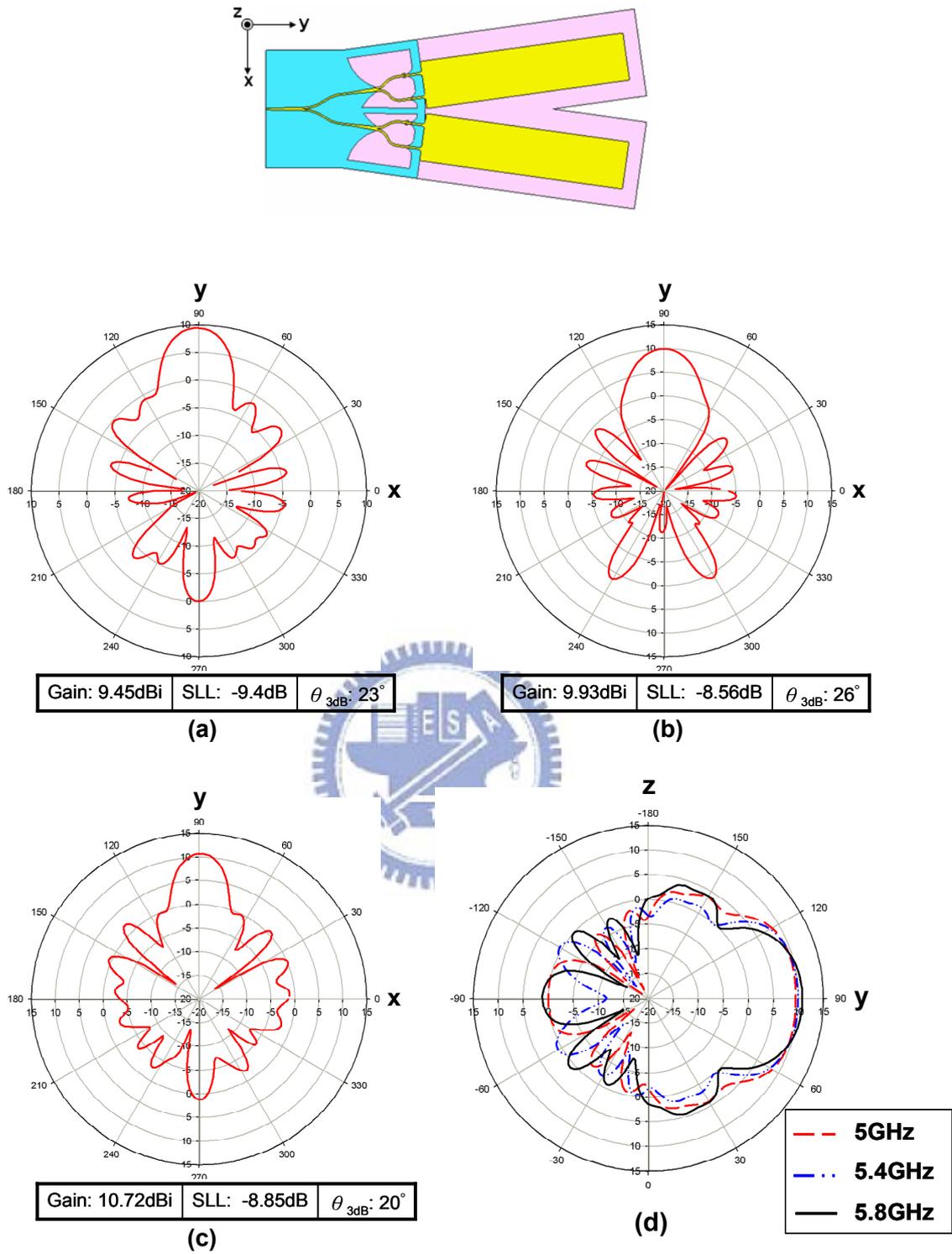


圖 4-23: 二元素扇形天線陣列(a)5GHz(b)5.4GHz (c)5.8GHz 時 E-plane 的場型模擬圖 (d)5GHz、5.4GHz、5.8GHz 時 H-plane 的場型模擬圖

4.4.4 半功率波束寬角度為 23° 之波束切換天線實作及量測

我們在前一小節，決定了以二元素扇形天線陣列作為切換主波束的天線，於是我們將二元素扇形天線陣列以四方位間隔 23° 環狀排列，如圖4-24，由於考慮二元素扇形天線陣列之主波束的半功率波束寬角度約在 $20^\circ\sim 26^\circ$ ，因此擺放間隔角度為 23° 。而圖4-25則為此架構下搭配射頻開關之波束切換之示意圖，希望達到 $23^\circ\times 4=92^\circ$ 的主波束切換範圍，而在範圍內天線能有效的接發訊號。

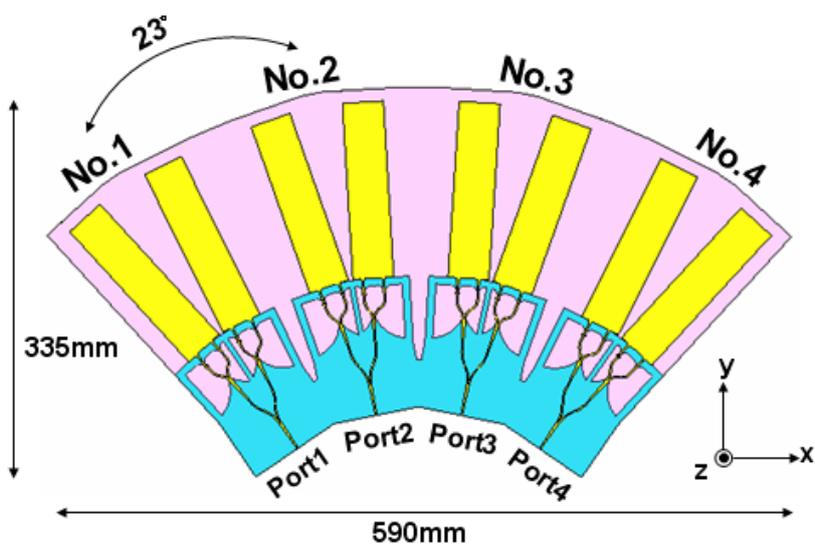


圖 4-24: 四方位環狀擺放之二元素扇形天線陣列俯視圖

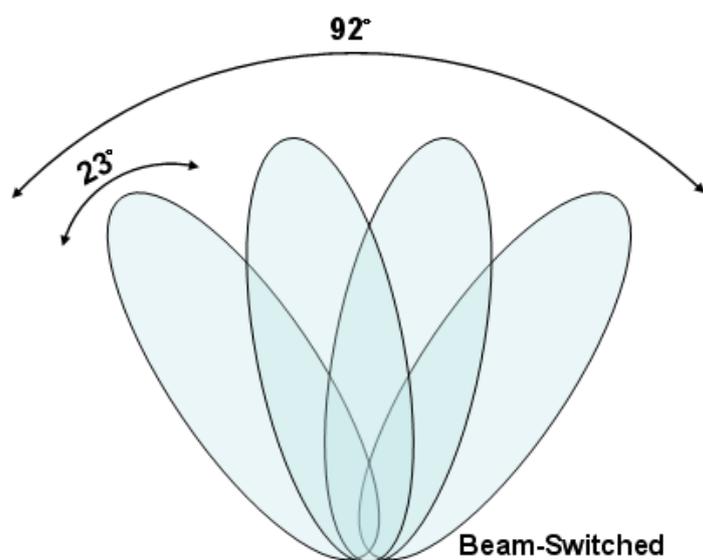


圖 4-25: 四方位波束切換之示意圖

圖 4-26 為半功率波束寬角度為 23° 之波束切換天線實體俯視圖。



(a)



(b)

圖 4-26: 半功率波束寬角度為 23° 之波束切換天線實體俯視圖(a)正面(b)背面

圖 4-27 為實作時各埠之反射損耗，可看出彼此數據相差不大，頻帶於 4.76GHz ~ 6.46GHz 均在 -10dB 以下，頻寬為 1.7GHz，而圖 4-28 則為量測與模擬之反射損耗比較圖，由於四個埠的反射損耗差異不大，因此只取埠 1 與之比較，可看出整體趨勢與頻寬均頗為相似。

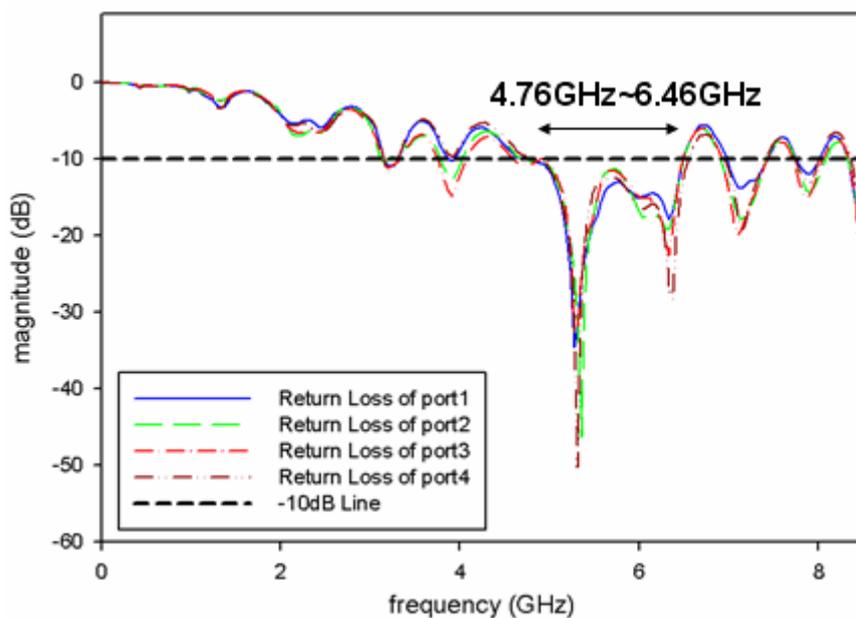


圖 4-27: 各埠之反射損耗量測圖

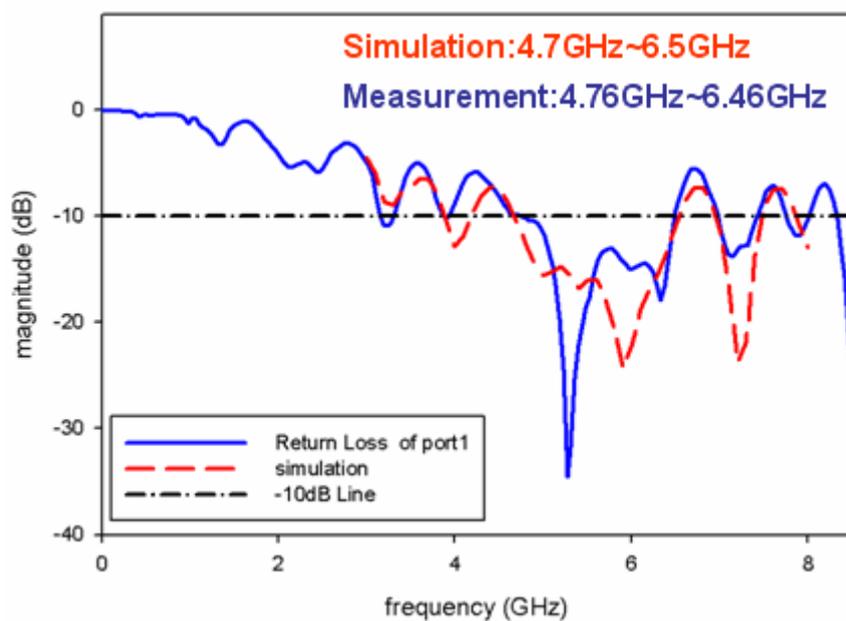


圖 4-28: 埠 1 量測與模擬之反射損耗比較圖

圖 4-29 為埠 1 輸入時，其他各埠的隔離度示意圖，由可看出相距較近的埠 2 在 -20dB 以下，其他的均在 -40dB 以下，同他埠輸入時情況也是一樣，相隔近的 -20dB 以下，其餘 -40dB 以下，故不贅述。而圖 4-30 為"接上射頻開關時"各埠之反射損耗，由於射頻開關本身具有介入損耗，能量反彈回來還會在作衰減，故反射損耗會較無切換器時來的良好。

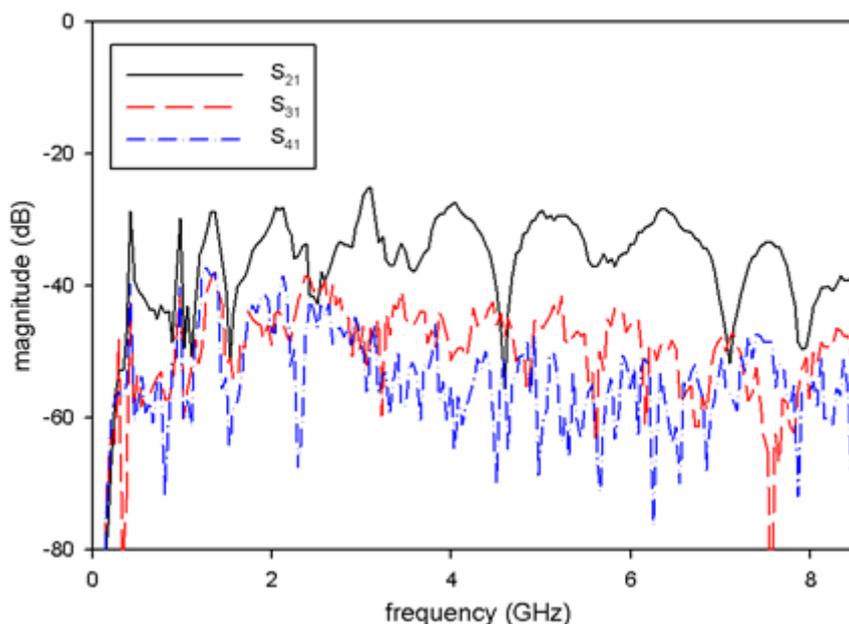


圖 4-29: 埠 1 輸入時其他埠之隔離度示意圖

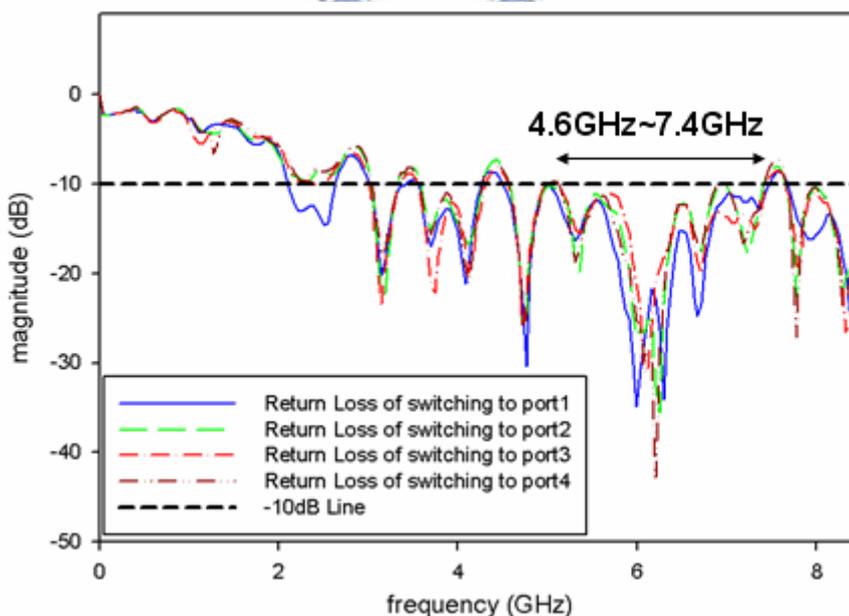


圖 4-30: "接上射頻開關時"各埠之反射損耗量測圖

圖 4-31 為 5GHz 時"未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

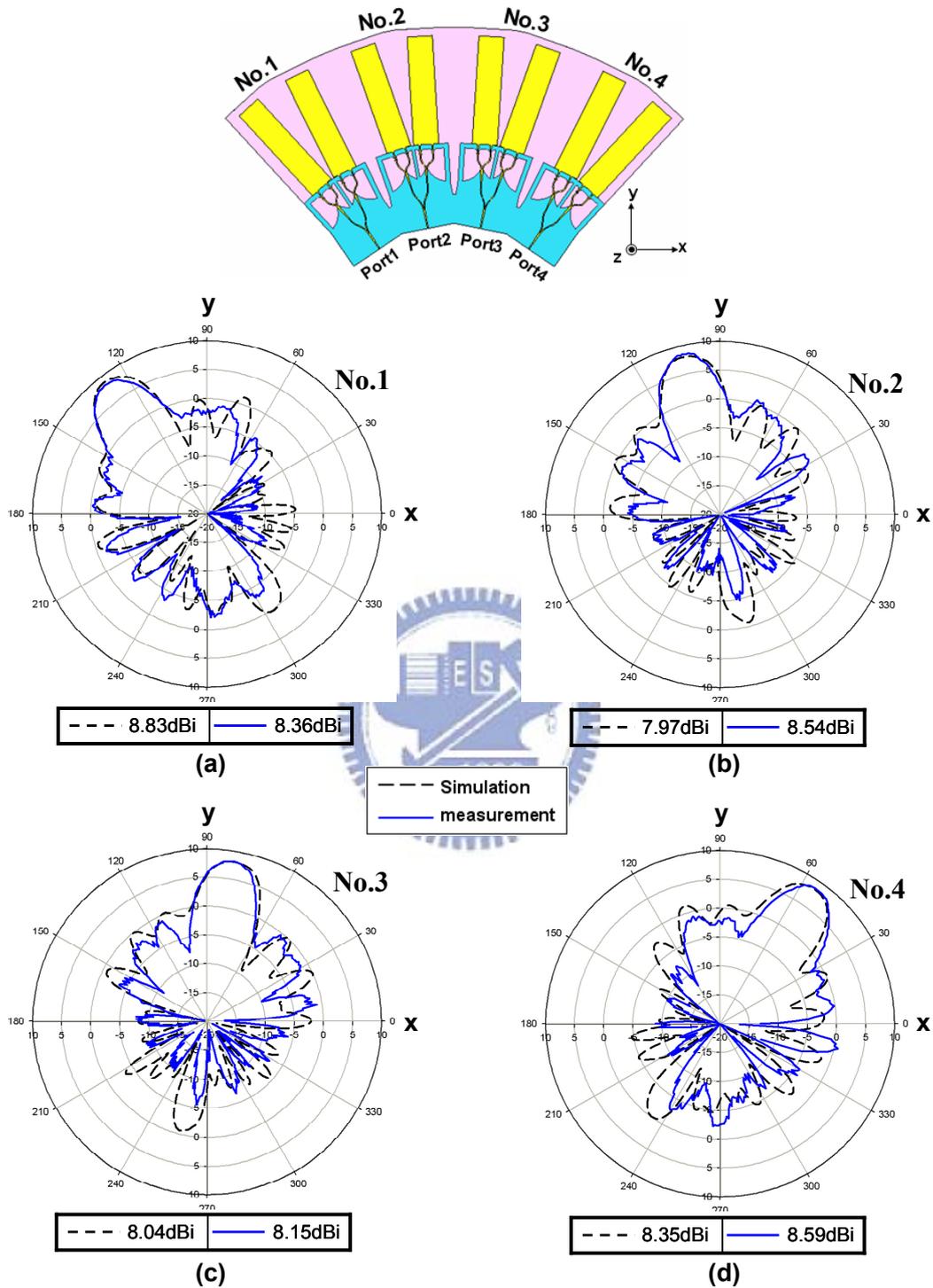


圖 4-31: 5GHz 時"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-32 則為 5GHz 時接上射頻開關與連結用的同軸電纜時切換至各埠天線之輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-2 所示。

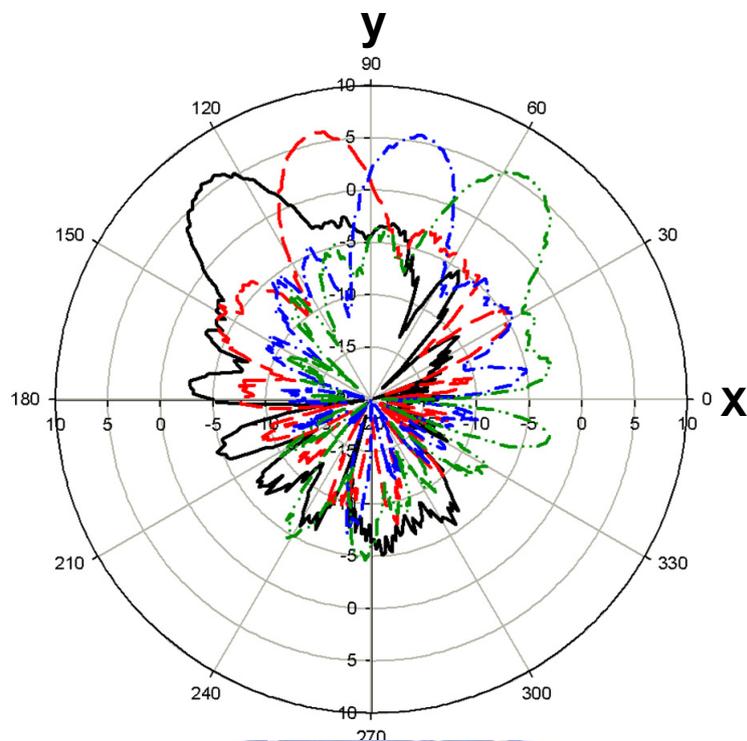


圖 4-32: 5GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	6.13	-8.88	20 °
- - -	Port2	6.08	-9.13	19 °
- . - .	Port3	5.68	-9.78	19 °
- . . -	Port4	5.93	-8.94	20 °

表 4-2: 5GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖 4-33 為 5.4GHz 時未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

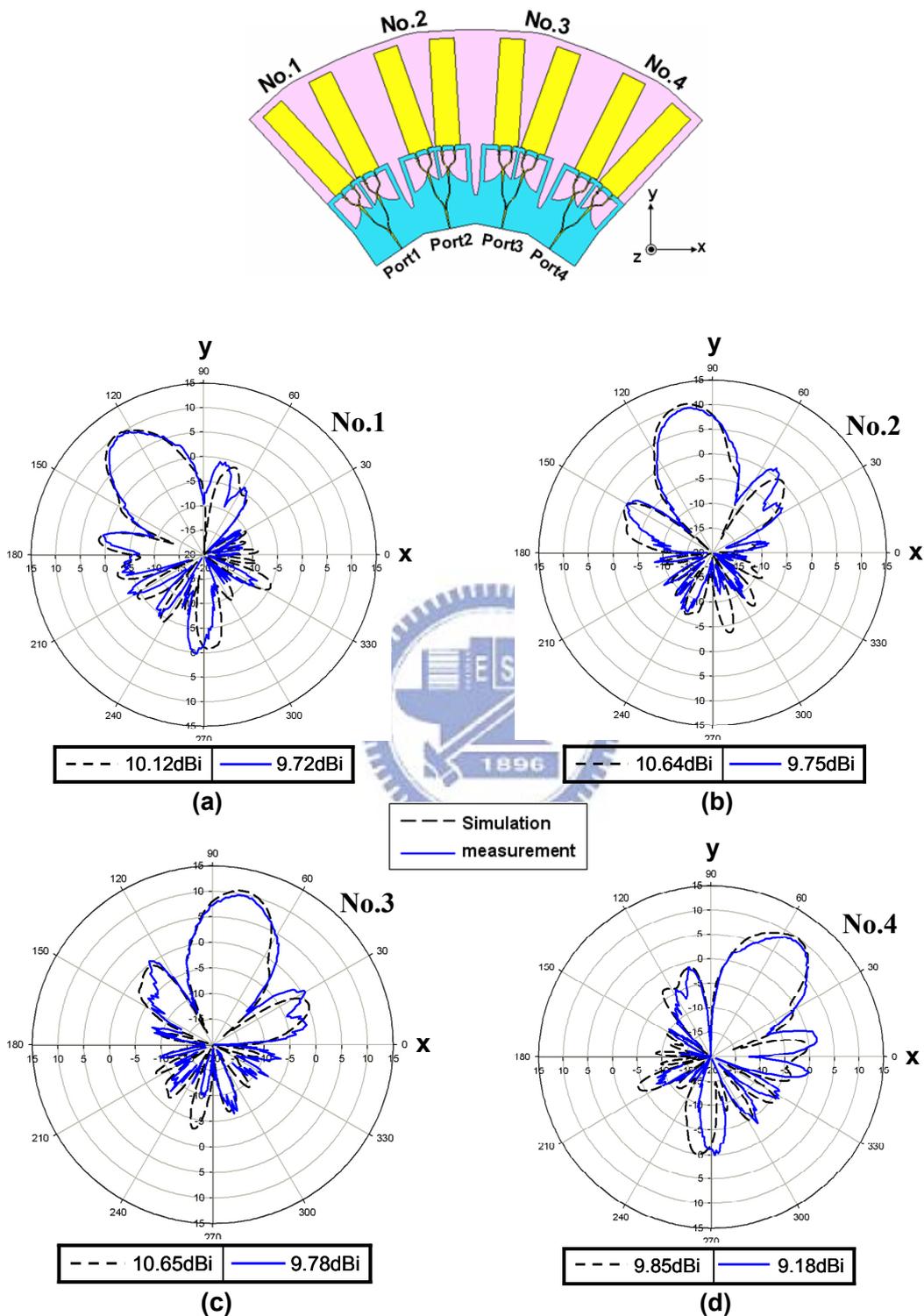


圖 4-33: 5.4GHz"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-34 則為 5.4GHz 時接上射頻開關與連結用的同軸電纜時切換至各埠之天線輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-3 所示。

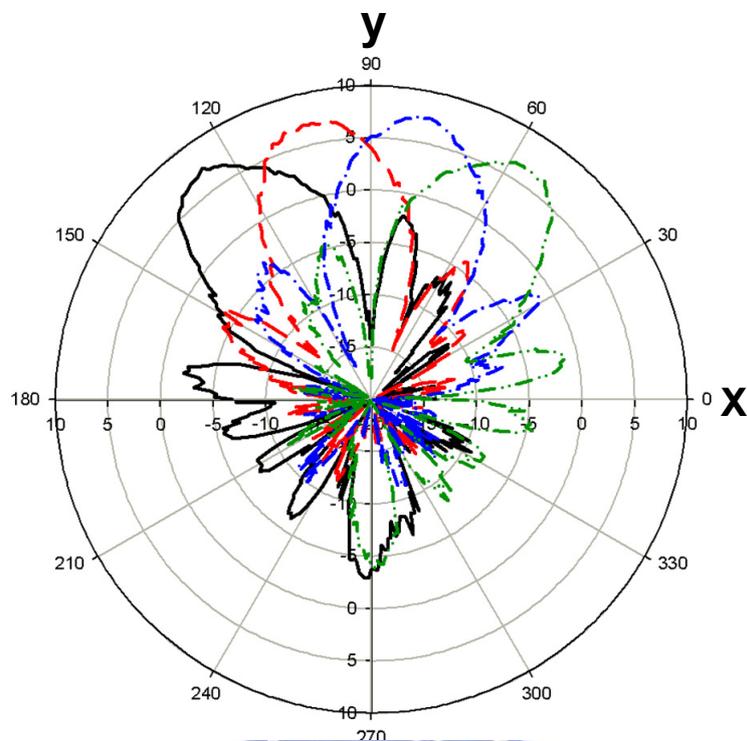


圖 4-34: 5.4GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	7.3	-9.51	23 °
- - -	Port2	7.02	-10.5	25 °
- . - .	Port3	7.45	-8.76	25 °
- . . -	Port4	6.6	-7.76	23 °

表 4-3: 5.4GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖 4-35 為 5.8GHz 時"未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

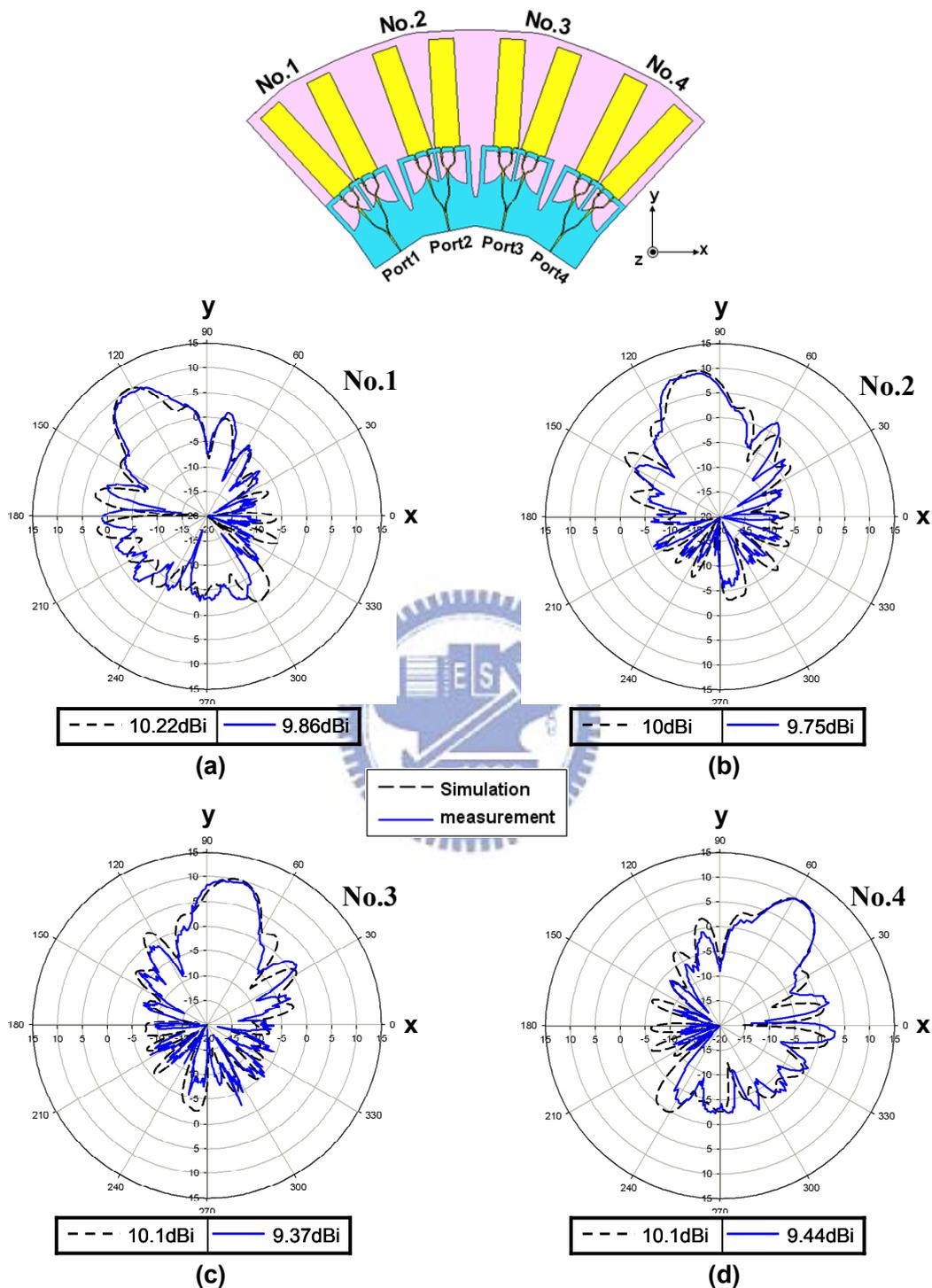


圖 4-35: 5.8GHz"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-36 則為 5.8GHz 時接上射頻開關與連結用的同軸電纜時切換至各埠之天線輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-4 所示。

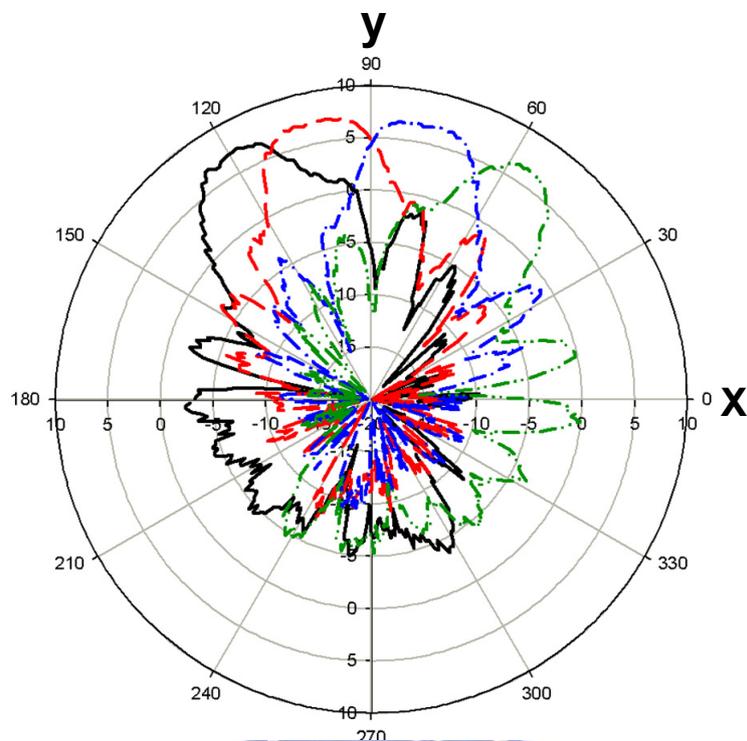


圖 4-36: 5.8GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	7.13	-8.58	23 °
- - -	Port2	7.15	-8.15	26 °
- . - .	Port3	6.85	-7.63	24 °
- . . -	Port4	6.57	-6.76	20 °

表 4-4: 5.8GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖4-37為天線在切換至埠1時對於該二元素扇形天線陣列(No .1)之H-plane在5GHz、5.4GHz與5.8GHz所量測到的輻射場型，可看出主波束固定在end-fire方向，而切換至其他埠時因情況相似，故不贅述。

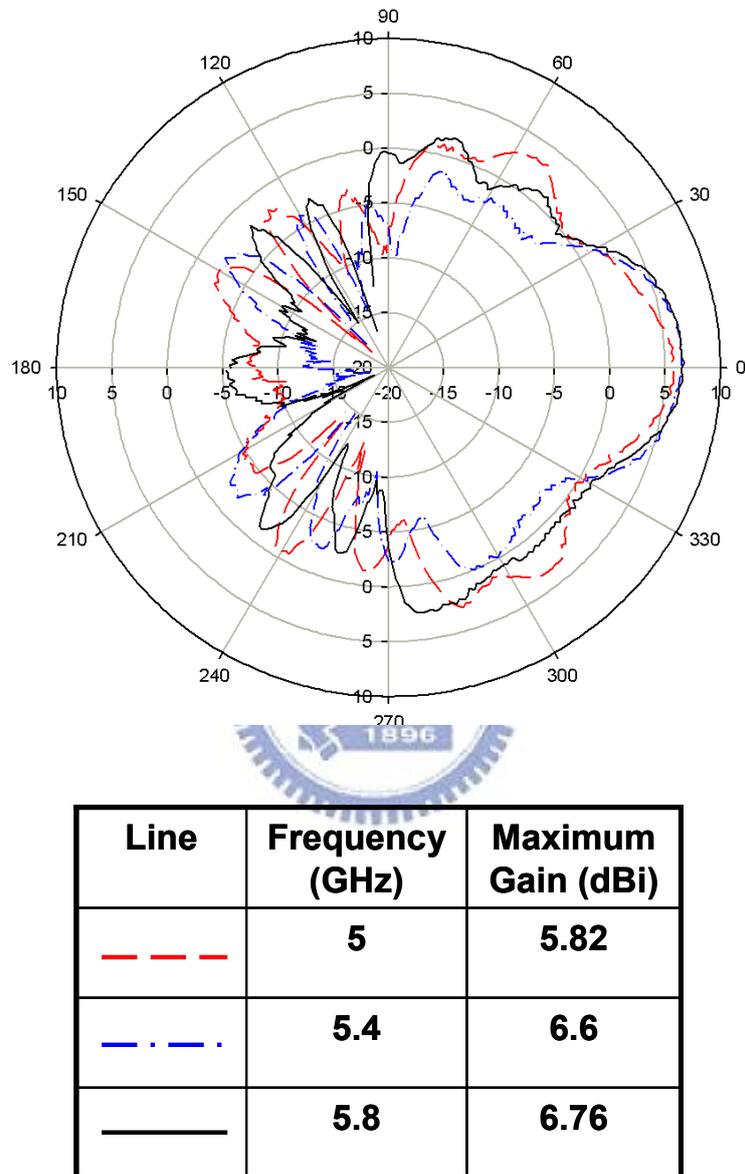


圖4-37: 天線在切換至埠1時對於該二元素扇形天線陣列(No .1)之H-plane在5GHz、5.4GHz與5.8GHz所量測到的輻射場型圖

4.5 半功率波束寬角度為 50° 之波束切換天線

半功率波束寬角度為 50° 之波束切換適用於區域性大範圍的收送訊號，相較於其他全向性天線， 50° 之波束切換天線接送訊號能提升其最大功率並減少干擾。

4.5.1 四元素扇形天線陣列分析

在本節，我們將利用四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列製作一個半功率波束寬角度大的天線，而因為元素數已達四個，故利用先前3.4節之扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列場型合成法，以便快速找到能拓寬其半功率波束寬角度的最佳半徑與間隔角度，圖4-38為四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖，四元素以半徑178mm相距 20° 擺放，希望能夠拓寬其半功率波束寬角度。

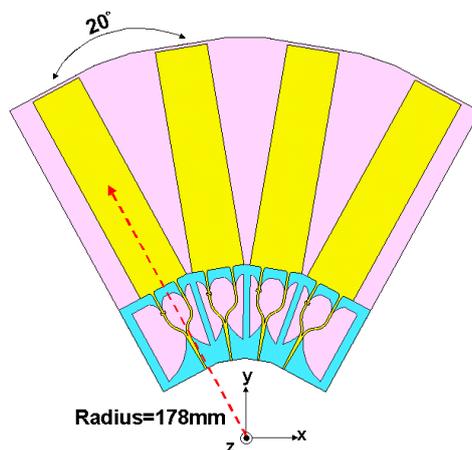


圖 4-38: 四元素扇形單一導體帶狀洩漏波天線陣列俯視圖

4.5.2 饋入電路結構設計

作為圖4-38的饋入端，功率分配器須達到能量均分且等相位，圖4-39為一分四功率分配器俯視圖，每個埠的線寬均設定在特性阻抗為 50Ω ，埠2與埠3以及埠4與埠5均以並聯的方式匹配至特性阻抗為 25Ω 的線寬，接著兩邊線寬緩變至 50Ω 再以並聯的方式匹配置特性阻抗為 25Ω 的線寬，而後線寬緩變至 50Ω 與由底下饋入之特性阻抗為 50Ω 的同軸電纜作匹配，圖4-40為一分四功率分配器側視圖。圖4-41為一分四功率分配器之S參數模擬圖，可以看出 S_{11} 均在 -10dB 以下，且 $5\text{GHz}\sim 6\text{GHz}$ 在 -25dB 以下，而 S_{21} 、 S_{31} 、 S_{21} 及 S_{31} 大約在 $-6.2\text{dB} \sim -6.4\text{dB}$ 左右，圖4-42為埠2與埠3、埠4、埠5之間的相位差，差距都在 0.65° 以內，故由圖可知此功率分

配器確實的傳入能量且於輸出埠能量各分四分之一且等相位。

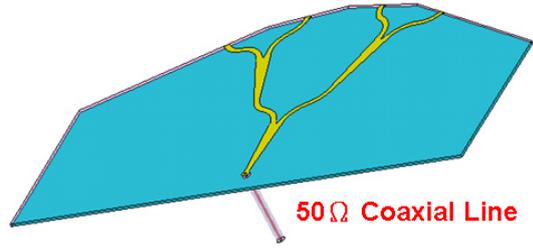
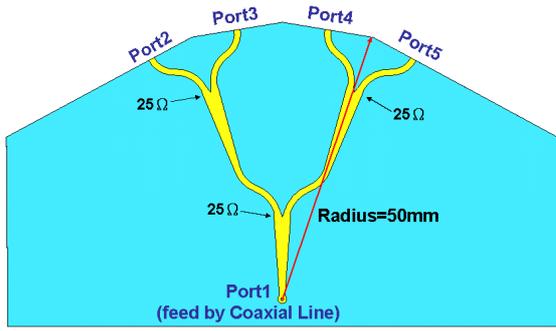


圖 4-39: 一分四功率分配器俯視圖

圖 4-40: 一分四功率分配器側視圖

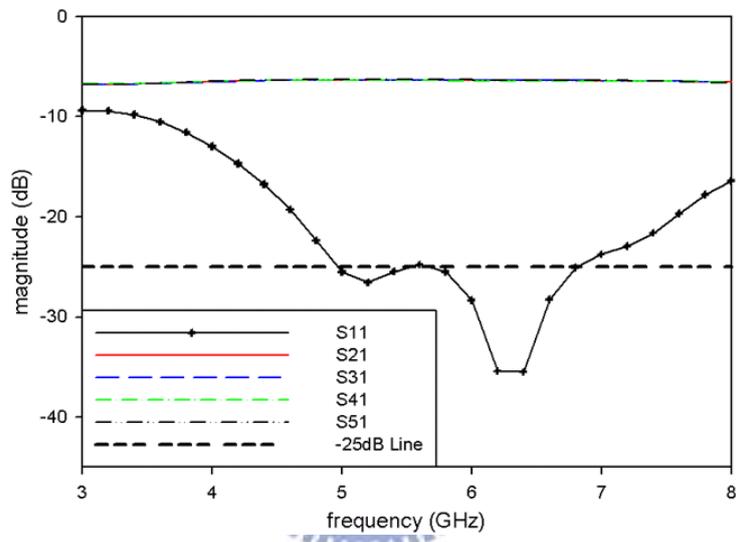


圖 4-41: 一分四功率分配器之 S 參數模擬圖

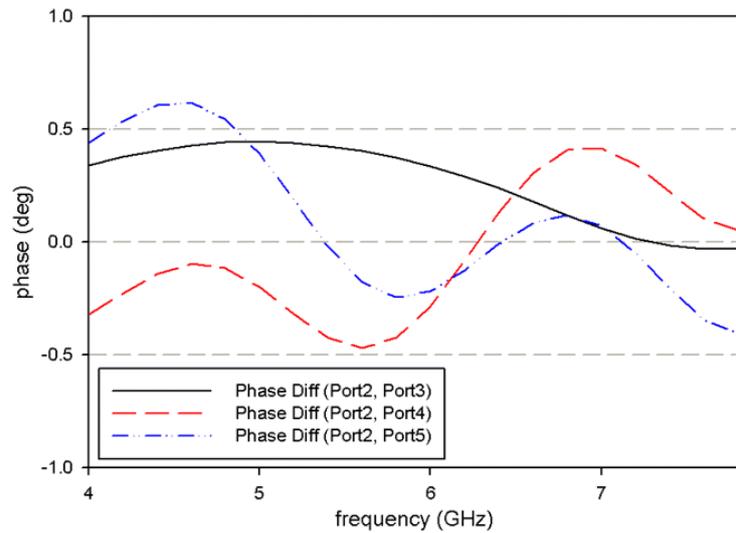


圖 4-42: 埠 2 與與埠 3、埠 4、埠 5 之間的相位差模擬圖

4.5.3 四元素扇形天線陣列結合饋入結構

將四元素扇形天線陣列與饋入結構合併，其尺寸及電路示意圖如圖4-43所示，圖4-44為其反射損耗模擬圖，頻帶為4.6GHz ~ 7.1GHz，頻寬2.5GHz。而輻射場型如下所示，圖4-45(a)、(b)、(c)分別為四元素扇形天線陣列在5GHz、5.4GHz與5.8GHz時E-plane(xy-plane)之合成與模擬的輻射場型，可看出在合成之場型在主波束部分有良好的準確度，而模擬之最大增益、SLL與 θ_{3dB} 如場型下表格所示，圖4-45(d)則分別為四元素扇形天線陣列在5GHz、5.4GHz、5.8GHz時H-plane(yz-plane)的模擬輻射場型。可看出四元素天線陣列能有效的拓寬半功率波束寬角度，且主波束仍舊固定在end-fire方向。

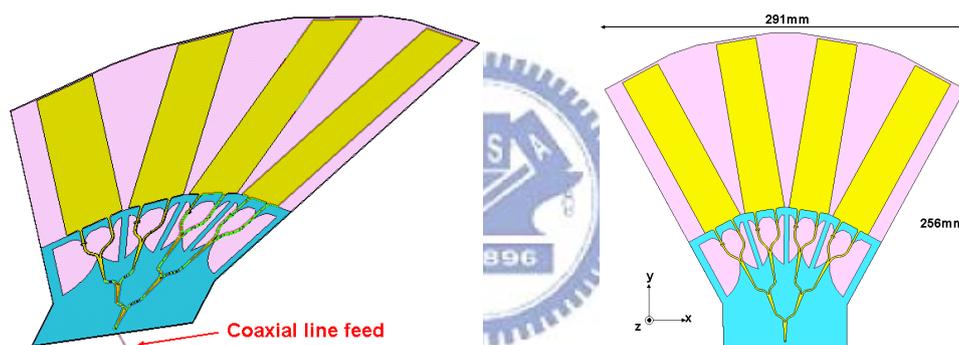


圖 4-43: 四元素扇形天線陣列與饋入結構合併電路側視與俯視示意圖

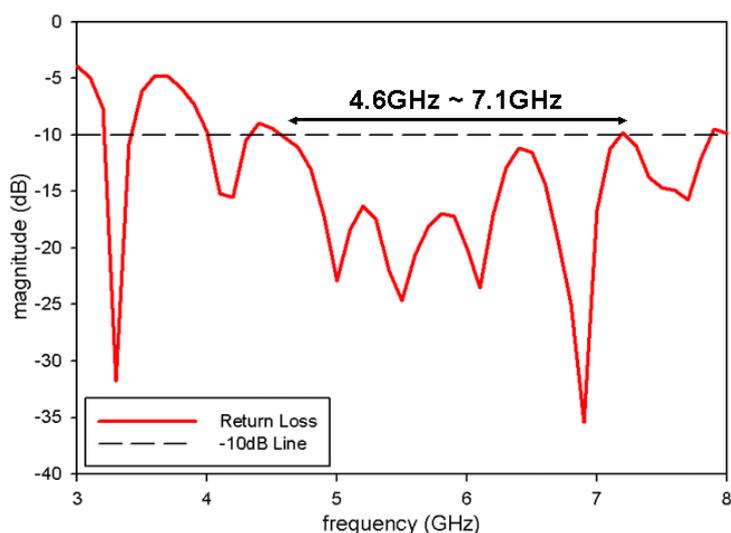


圖 4-44: 四元素扇形天線陣列之反射損耗模擬圖

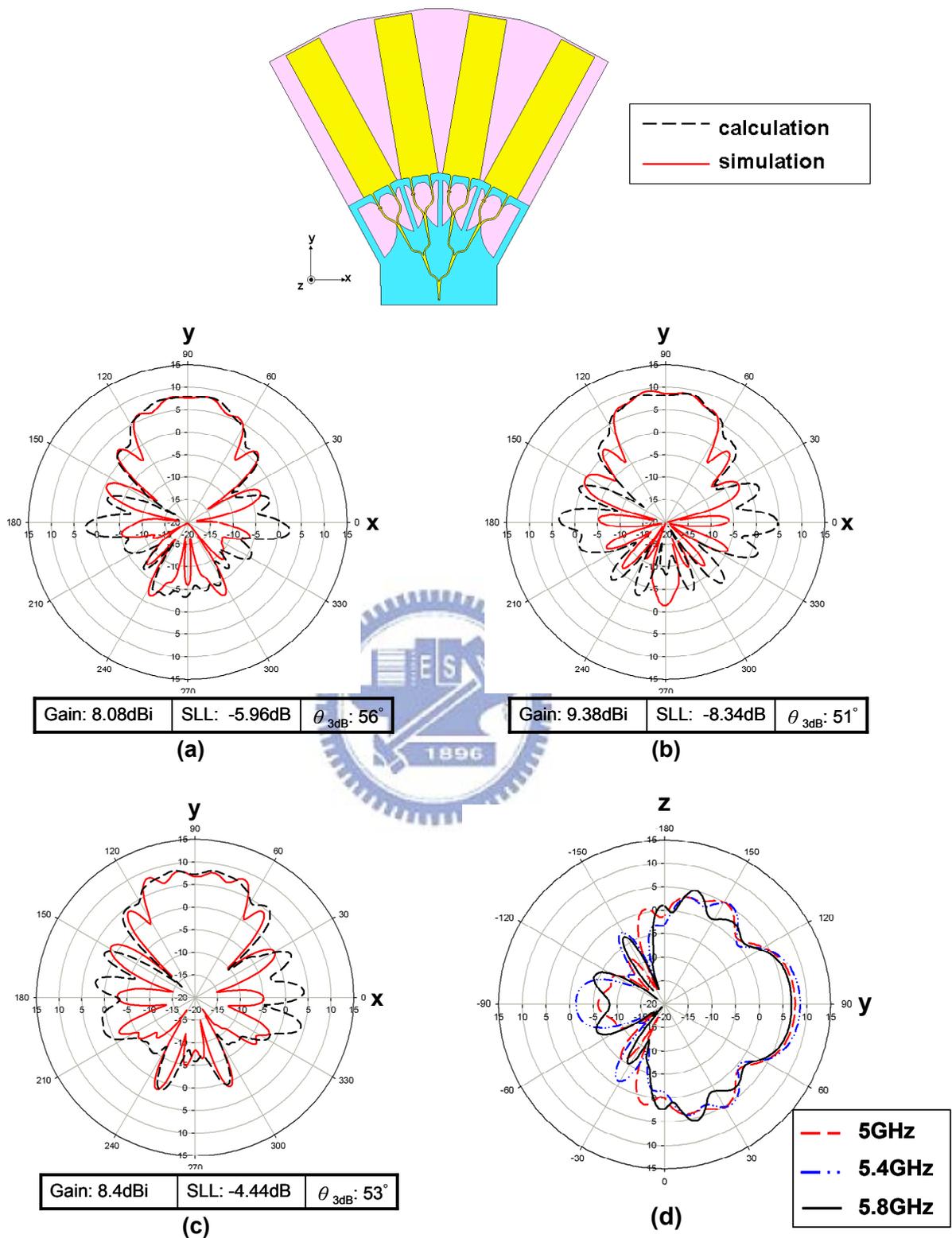


圖 4-45: 四元素扇形天線陣列(a)5GHz(b)5.4GHz(c)5.8GHz 時 E-plane 之合成與模擬場型比較圖 (d)5GHz、5.4GHz、5.8GHz 時 H-plane 的場型模擬圖

4.5.4 半功率波束寬角度為 50° 之波束切換天線實作及量測

我們在前一小節，決定了這次以四元素天線陣列作為切換主波束的天線，於是我們將四元素天線陣列以環狀間隔 90° 排列，其電路以及尺寸圖4-46所示，圖4-47則為半功率波束寬角度為 50° 之波束切換天線實體示意圖。

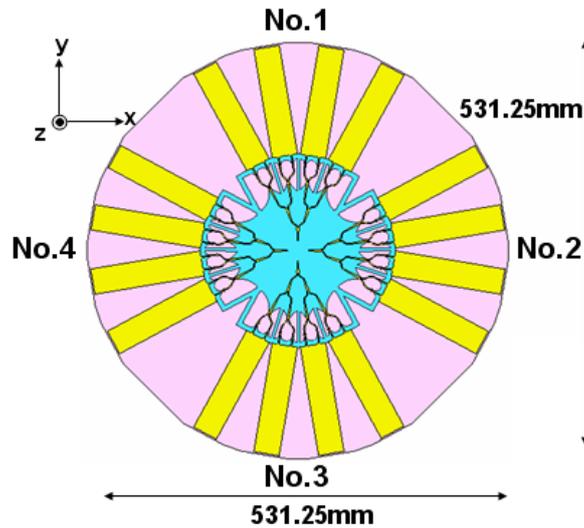


圖 4-46: 四方位環狀擺放之四元素扇形天線陣列俯視圖

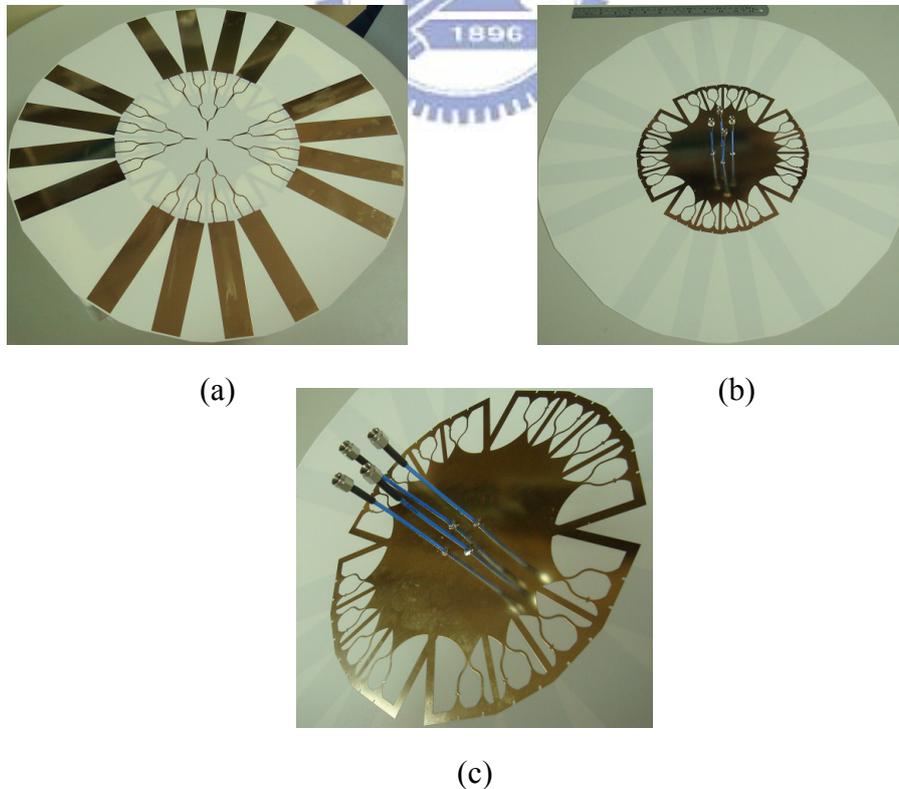


圖 4-47: 半功率波束寬角度為 50° 之波束切換天線實體圖(a)正面(b)背面(c)饋入端

圖 4-48 為實作時各埠之反射損耗，可看出相差不大，由 4.8GHz 之後均在-10dB 以下，而圖 4-49 則為量測與模擬之反射損耗比較圖，由於四個埠的反射損耗差異不大，因此只取埠 1 與之比較，可看出整體趨勢與頻寬均頗為相似。

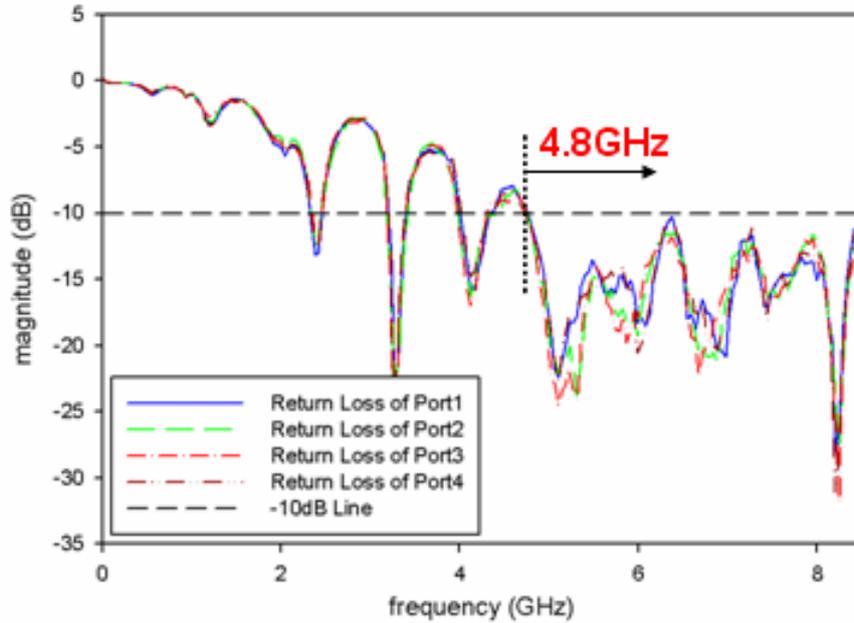


圖 4-48: 各埠之反射損耗量測圖

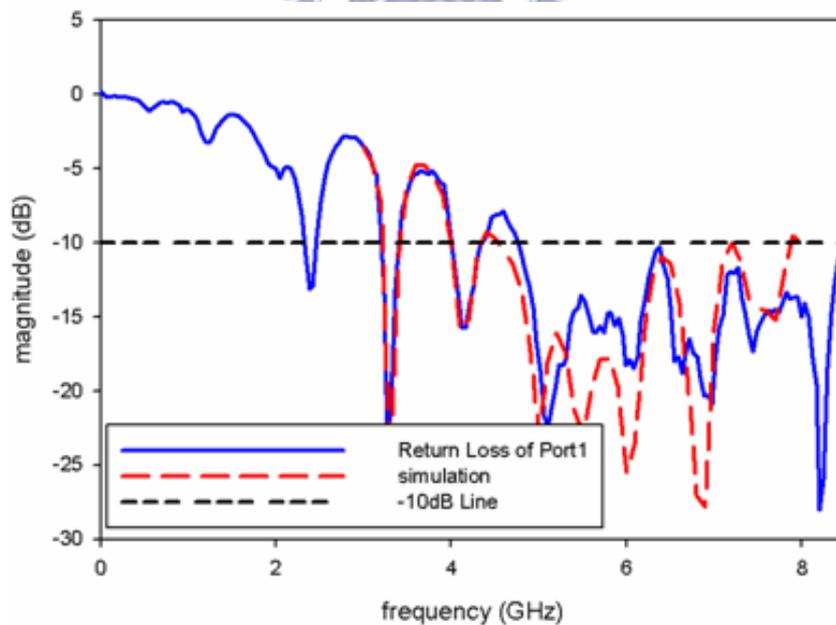


圖 4-49: 埠 1 量測與模擬之反射損耗比較圖

圖 4-50 為埠 1 輸入時，其他各埠的隔離度示意圖，由可看出相距較近的埠 2、埠 4 在-20dB 以下，對角線的埠 3 均在-40dB 以下，同他埠輸入時情況也是一樣，相隔近的-20dB 以下，對角線-40dB 以下，故不贅述。而圖 4-51 為"接上射頻開關時"各埠之反射損耗，由於射頻開關本身具有介入損耗，能量反彈回來還會在作衰減，故反射損耗會較無切換器時來的良好。

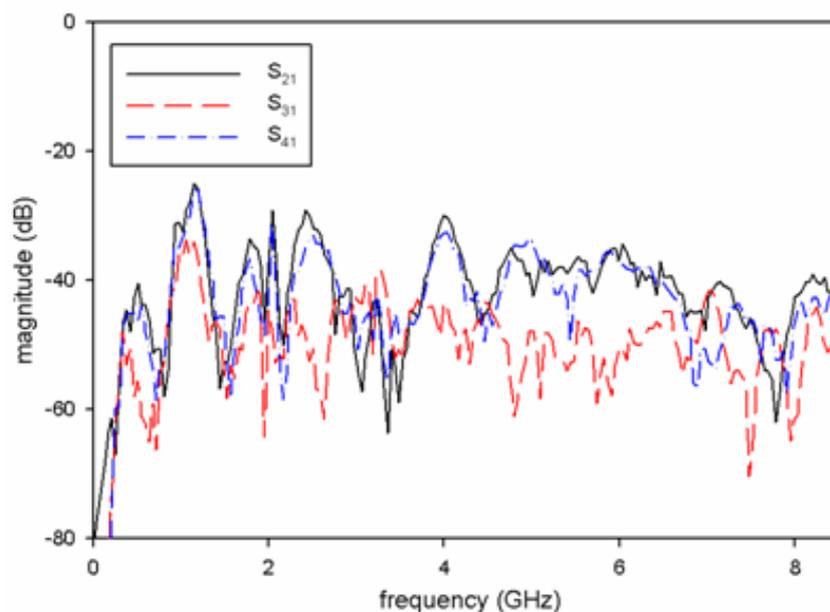


圖 4-50: 埠 1 輸入時其他埠之隔離度示意圖

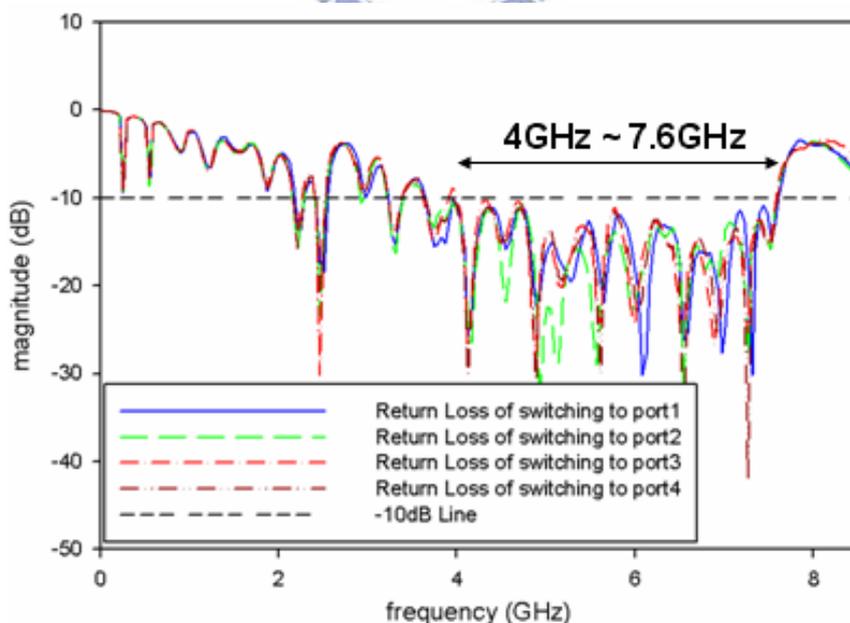


圖 4-51: "接上射頻開關時"各埠之反射損耗量測圖

圖 4-52 為 5GHz 時"未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

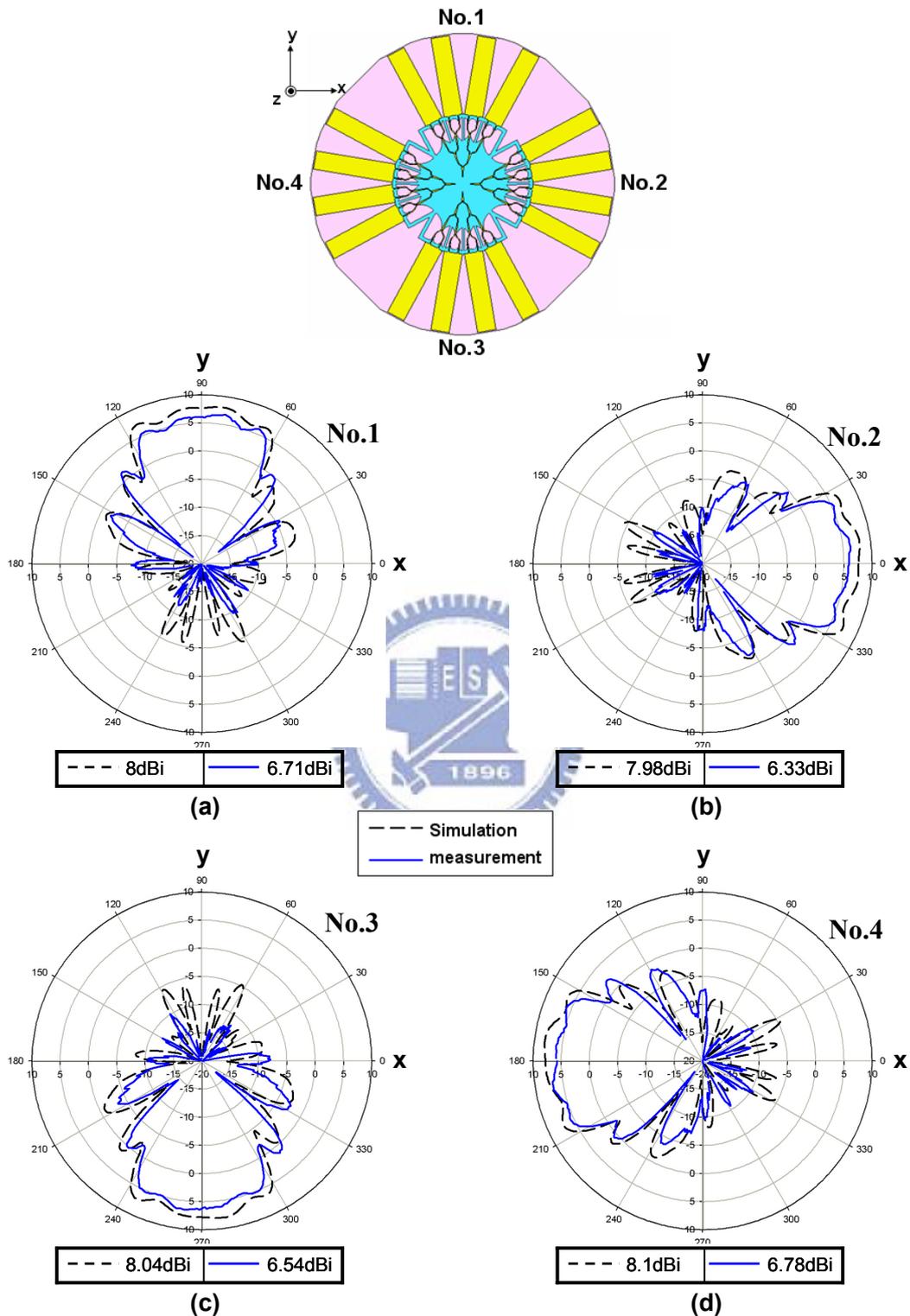


圖 4-52: 5GHz 時"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-53 則為 5GHz 時接上射頻開關切換至各埠之天線輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-5 所示。

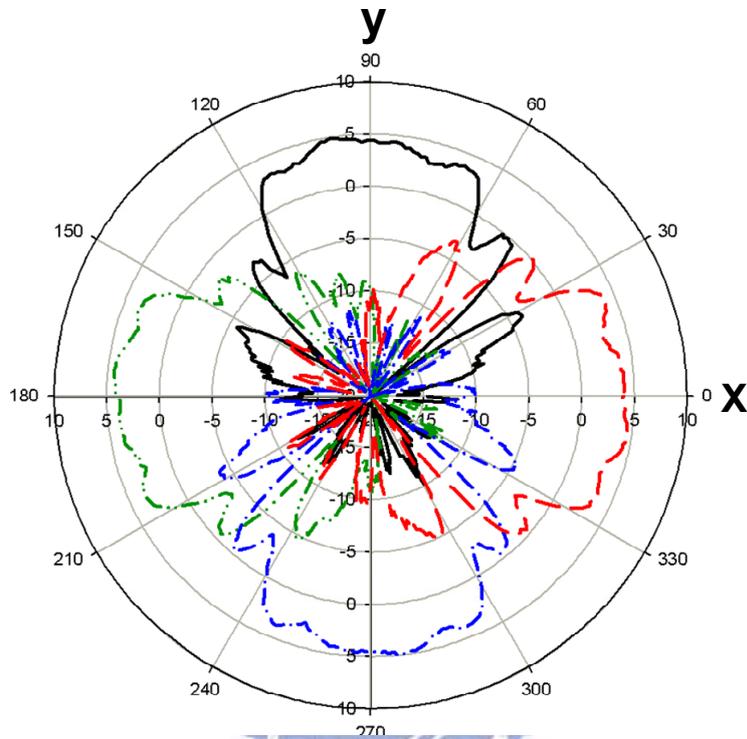


圖 4-53: 5GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	4.86	-4.98	56 °
- - -	Port2	4.43	-4.31	57 °
- . - .	Port3	5	-5.39	56 °
- . . -	Port4	4.66	-5.28	57 °

表 4-5: 5GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖 4-54 為 5.4GHz 時"未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

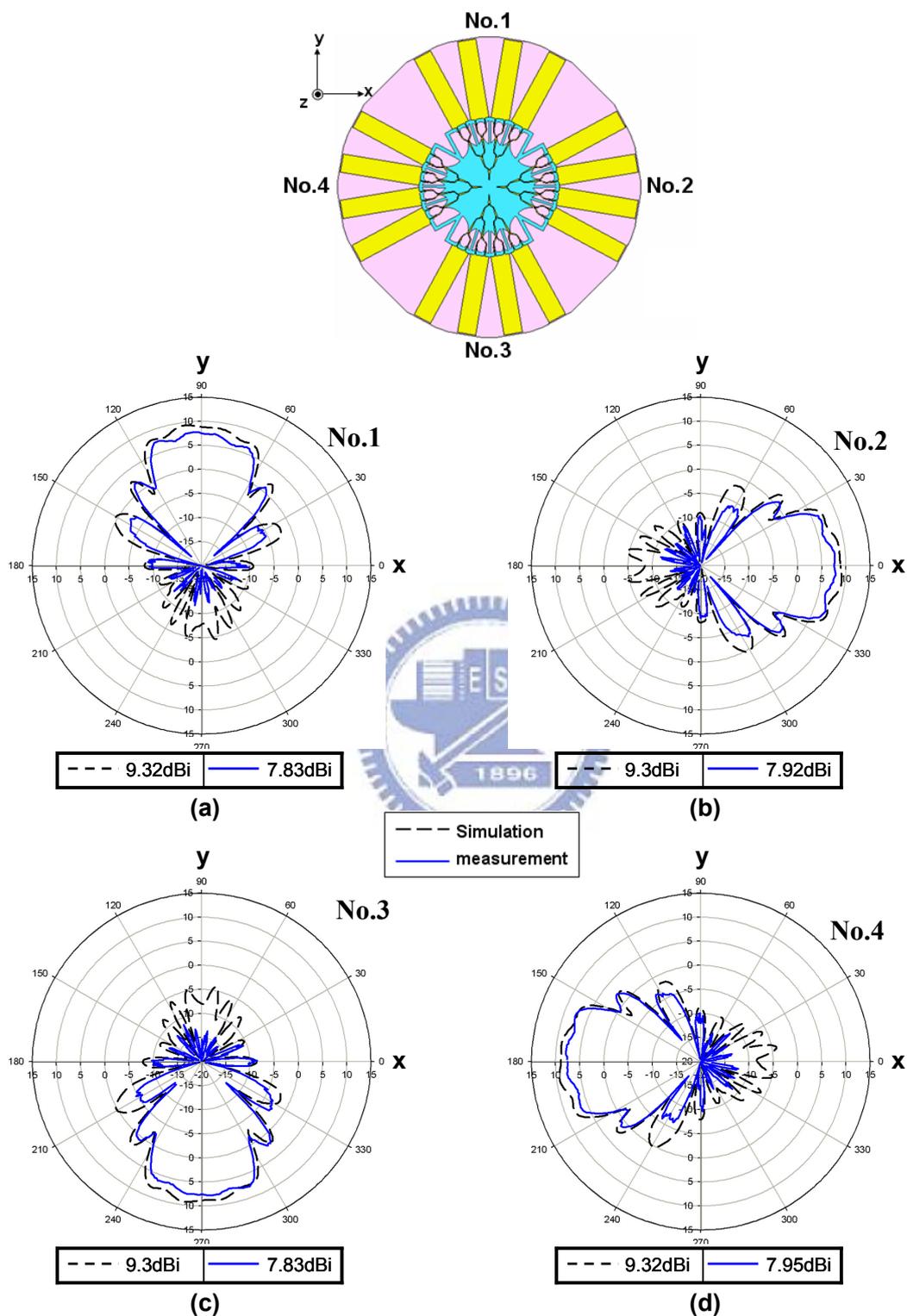


圖 4-54: 5.4GHz"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-55 則為 5.4GHz 時接上射頻開關切換至各埠之天線輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-6 所示。

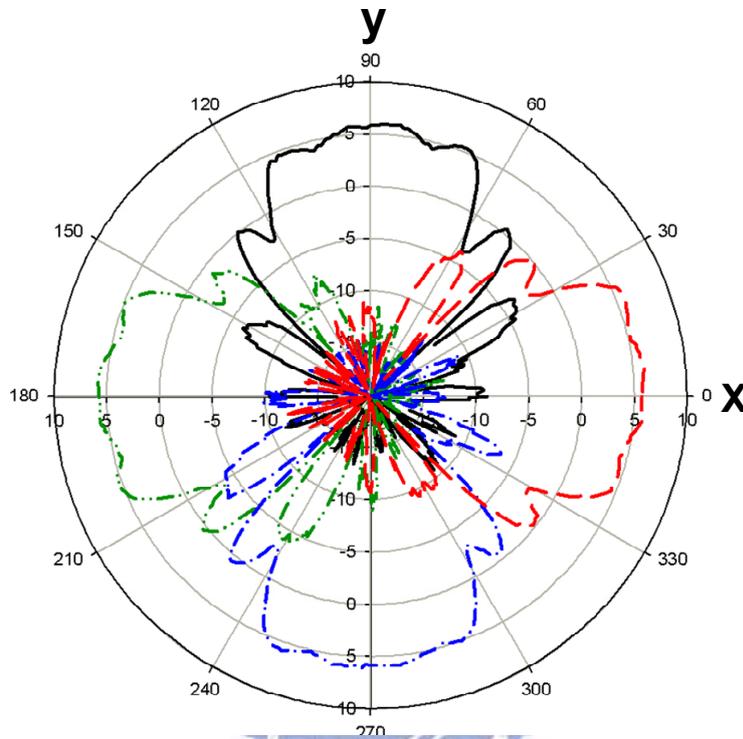


圖 4-55: 5.4GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	6.06	-5.55	50 °
- - -	Port2	5.87	-5.64	51 °
- . - .	Port3	6.16	-5.56	51 °
- . . -	Port4	6.06	-5.65	51 °

表 4-6: 5.4GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖 4-56 為 5.8GHz 時"未"接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的模擬與量測場型比較圖。

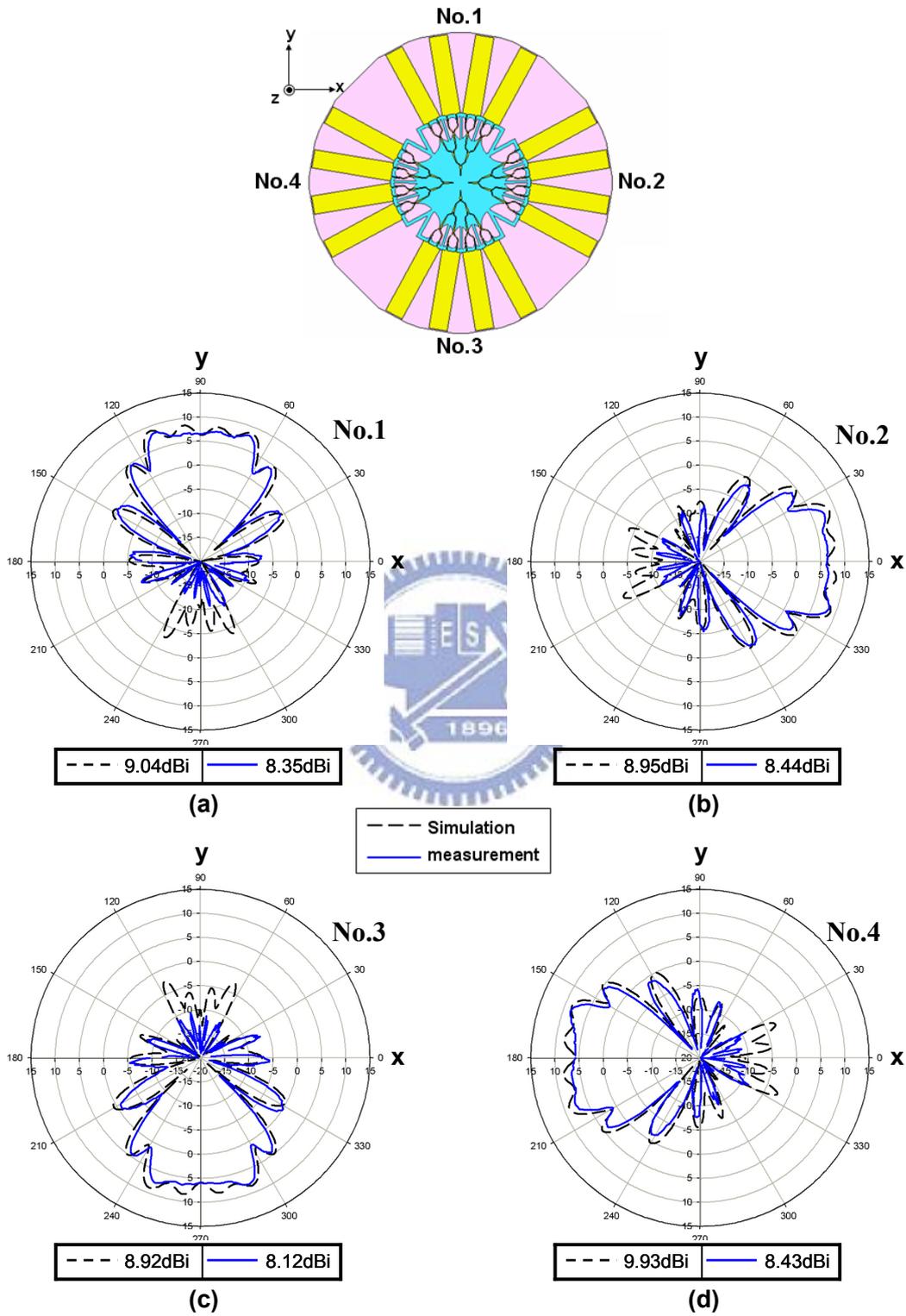


圖 4-56: 5.8GHz"未"接上射頻開關之(a)Port1(b)Port2(c)Port3(d)Port4 天線 E-plane 的模擬與量測場型圖

圖 4-57 則為 5.8GHz 時接上射頻開關切換至各埠之天線輻射場型，增益、SLL 與半功率波束寬角度則如表 4-7 所示。

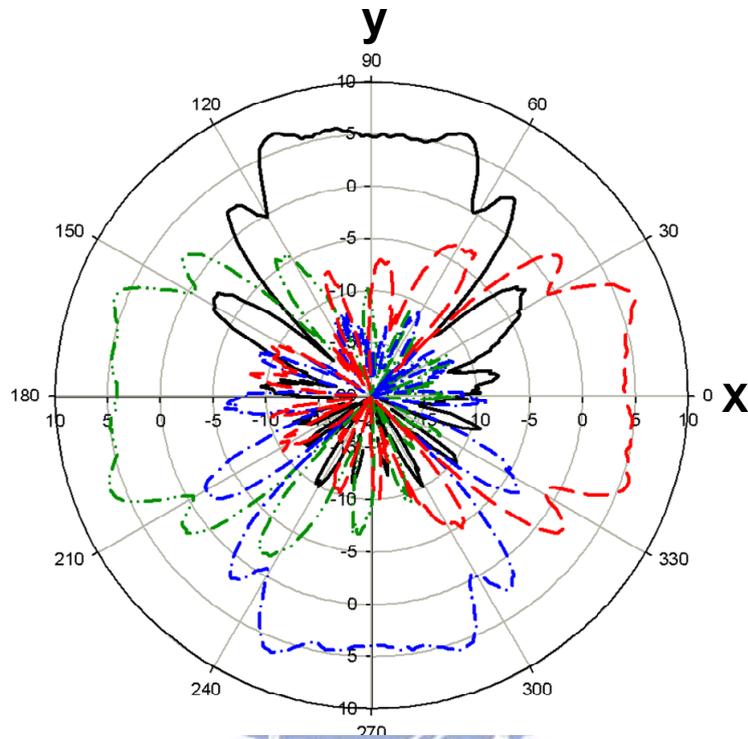


圖 4-57: 5.8GHz 時接上射頻開關之各埠天線 E-plane 的輻射場型量測圖

Line	Switch to	Maximum Gain (dBi)	SLL (dB)	HPBW
—	Port1	6.7	-3.57	51 °
- - -	Port2	6.41	-4.15	51 °
- . - .	Port3	6.36	-3.71	51 °
- . . -	Port4	6.53	-4.35	52 °

表 4-7: 5.8GHz 時接上射頻開關後切換至各埠天線的各類量測參數表

圖4-58為天線在切換至埠1時對於該四元素扇形天線陣列(No .1)之H-plane在5GHz、5.4GHz與5.8GHz所量測到的輻射場型，可看出主波束固定在end-fire方向，而切換至其他埠時因情況相似，故不贅述。

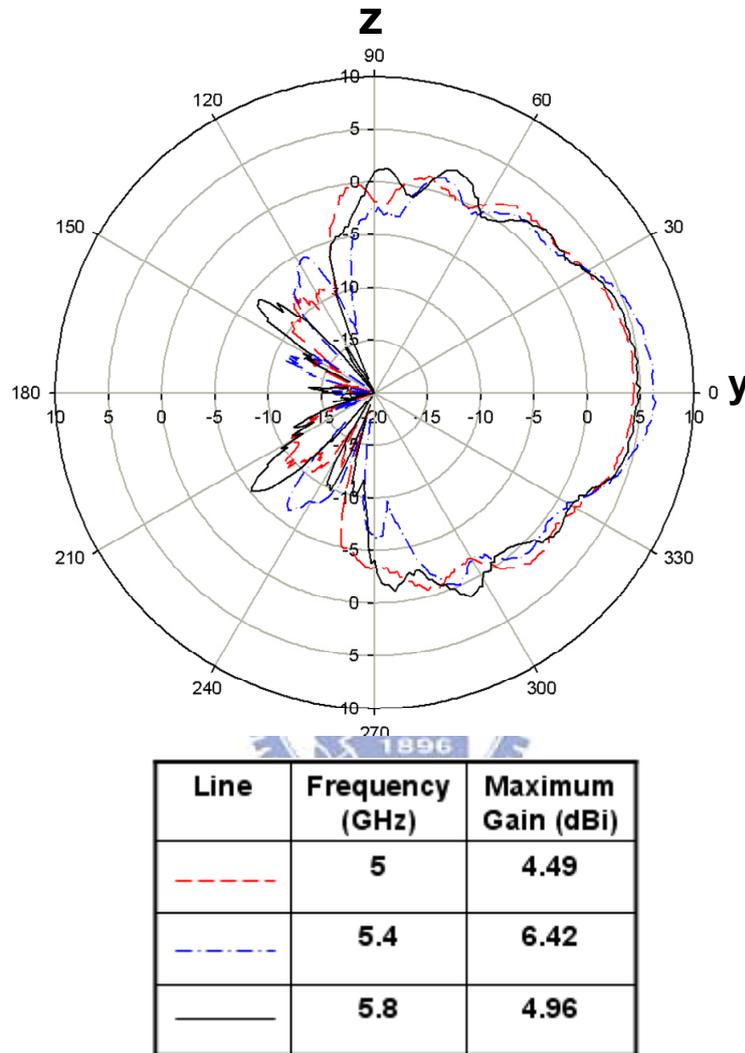


圖4-58: 天線在切換至埠1時對於該四元素扇形天線陣列(No .1)之H-plane在5GHz、5.4GHz與5.8GHz所量測到的輻射場型

第五章 結論

單一導體帶狀洩漏波天線擁有寬頻、高指向性、場型在end-fire方向等多項特色，其中主波束固定在在end-fire方向不隨頻率改變這項特性為大多數洩漏波天線所沒有具有的，使得單一導體帶狀洩漏波天線於實際應用上更為便利。

利用主波束固定在在end-fire方向不隨頻率改變這項特性，我們將單一導體帶狀洩漏波天線作扇形陣列排列，適當的改變擺放半徑與間隔角度可得到所需求的扇狀輻射場型，假若陣列元素過多，則可利用本文中所提出之扇狀天線陣列場型合成法快速的概估輻射場型以節省大量的模擬時間。

對於單一導體帶狀洩漏波天線的特色也可將其延伸利用至智慧型天線的製作，其固定在end-fire方向的主波束，搭配射頻開關可達到波束切換的效果，本論文中電路受限於板裁尺寸以及射頻控制器的製作困難，無法達到涵蓋 360° 的波束切換範圍，或者更多埠的波束切換，相信若有足夠的技術以及資源，此智慧型天線的構想能夠被更完整實際的利用。

由於洩漏波天線需要足夠的長度使其能量洩漏進而輻射，所以所需面積本就比其他其他種類的天線來的大，若再以陣列排列，則面積會相當龐大，於場型量測上造成對位精準度的誤差，但相較於其他種如號角天線等場型在end-fire方向的天線，方便製作的平面式電路架構亦是單一導體帶狀洩漏波天線的特色。

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] 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.
- [4] W. C. Hong, Y. D. Lin, “Single-conductor strip leaky-wave antenna,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. 52, No. 7, July 2004.
- [5] J. Evans, “Synthesis of equiripple sector antenna patterns,” *IEEE Trans. Antenna Propagation*, vol. 24, issue 3, pp. 347-353, May 1976.
- [6] Y.T. Lo and W.Lee, *Antenna Handbook-Theory, Applications, and Design*, VAN Nostrand Reinhold, 1998.
- [7] R. J. Kozick, F. J. Elmer, and V. Nalbandian, “Phased arrays composed of antennas with steerable patterns”, *Radar Conference 1995*, pp. 737 – 741, May 1995.
- [8] C. W. Brann and K. L. Virga, “Generation of optimal distribution sets for single-ring cylindrical arc arrays,” *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 2, pp. 732-735 , Jun. 1998.
- [9] T. Y. Ho, “Novel 5-GHz Butler Matrix Beamformer with Two-Axis and Three-Axis Beam-Switching Capability,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2006.
- [10] C. K. Chao, “Single-conductor Strip Leaky-wave Antenna Array with Sectorized Radiation Pattern,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2008.