

國 立 交 通 大 學

電信工程學系



**Composite Sector Beam Single-Conductor Leaky-Wave
Antenna for Base-Station Application**

研究生：吳奇哲 (Chi-Che Wu)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中 華 民 國 一百零一年 六 月

扇形合成波束單一導體洩漏波天線陣列於基地台之應用

Composite Sector Beam Single-Conductor Leaky-Wave Antenna for Base-Station Application

研究生：吳奇哲

Student : Chi-Che Wu

指導教授：林育德 博士 Advisor : Dr. Yu-De Lin



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 2012
Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零一年六月

扇形合成波束單一導體洩漏波天線陣列於基地台之應用

研究生：吳奇哲

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

本論文中，提出了一單一導體洩漏波天線，透過 SDA 分析我們得到此天線之傳播常數，其中，相位常數 β 與空氣中之波常數 k_0 之比值接近於 1，由洩漏波天線洩漏角度之關係式可得知此一天線之洩漏角度接近 end-fire 角度。利用此一單一導體洩漏波天線為陣列天線之單位元素，組合成向 end-fire 方向輻射之扇形天線陣列。於本文中提出一扇型陣列場型合成法，透過此方法，經過計算可簡單的利用單位元素之天線，進而模擬估算出扇形陣列天線之輻射場型，不僅能有效找出較佳的扇形陣列之排列角度以及排列半徑，更能利用此法有效壓低扇形輻射場型之漣波(ripple)。

利用扇形陣列場型合成法，我們設計出 2 組扇形天線陣列，分別由 5 支單位元素、6 支單位元素組成。其半功率波束寬角度分別為 70 度、90 度，其中我們取 4 支第一組天線陣列，以角度互相間隔 90 度之方式擺設，再搭配本文中所製作之一對四射頻切換器，透過開關切換達到半功率波束寬角度達 280 度之陣列天線。利用 4 支第二組天線陣列，以角度互相間隔 90 度之方式擺設，再搭配一對四射頻切換器，透過開關切換達到半功率波束寬角度達 360 度之陣列天線。於本文中設計之第一組天線陣列之實作量測結果與模擬結果相當吻合，而第二組天線陣列由於製程上之困難，僅附上模擬結果。

Composite Sector Beam Single-Conductor Leaky-Wave Antenna Arrays for Base-Station Application

Student: Chi-Che Wu

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, a single-conductor leaky-wave antenna(SCLWA) is proposed. By using spectral domain approach(SDA) analysis, we obtain the propagation constant of this antenna. We find that the phase constant β of this antenna is close to the wave number in the air k_0 . By the leakage angle equation of leaky-wave antenna, we find that this antenna radiate toward end-fire direction. We use this SCLWA to be the unit element and design sector beam antenna arrays which radiate toward end-fire direction. We also propose a sector antenna array beam composite method. Using this method, we easily estimate the radiation patterns of sector antenna array. By changing the radius and spacing angle and the length of antenna, we obtain the desire half power beamwidth(HPBW) radiation pattern and reduce the ripple effect.

Then we design two sets of single-conductor leaky-wave sector antenna arrays, which have five-,and six-elements, respectively. Beamwidth are 70° and 90° respond to the above antenna arrays. Then we place four identical sector antenna array toward different direction. After adding an RF single pole four throw (SP4T) switch fabrication, the HPBW of the switchable sector antenna arrays are 280° and 360° . Because of the limitation of fabrication technology, the second set of sector antenna array is not achieved. The simulation and measurement result will be presented.

誌謝

一轉眼已經是我待在交大的第六年了，還記得剛進學校時對自己懷抱著莫大的期許，總希望能在這裡好好的練功，未來能闖出自己的一片天。非常幸運的，繼續攻讀研究所能夠獲得 林育德教授的指導，在老師有系統的教導與鞭策之下，也將我迷糊的缺點導正，從老師那裡吸收獲得的知識與態度也讓我對自己的未來充滿信心。

在研究所求學過程中，非常感謝亞儒、軒榮、峻志、海睿、晏承、樞彥等同學及學長們在課業上以及研究上給予我的幫助與鼓勵。也非常感謝學群、奕心對我論文提供的意見以及適時的分擔實驗室的工作讓我能更專心撰寫論文，還有你們窩心的花。當然還要感謝實驗室的助理薈芸總是在低潮的時候跳出來幫我打氣，也在實驗室扮演了保姆的角色照顧大家。

感謝宇婷三年多來都能陪伴在我身邊，歷經研究所考試以及妳的公職考試，我們能互相扶持一直到現在，謝謝妳能陪我完成這段求學旅程。

最後我要感謝我的爸爸、媽媽還有妹妹，特別是媽媽總是一個人在家照顧妹妹，長年沒有在家裡孝順您，又總是嫌回家太遠而不常回家，我深感羞愧，能夠完成學業你們是我最重要的精神支柱，謝謝你們。

1896

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 緒論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節大綱.....	3
第二章 基本理論及特性.....	4
2.1 洩漏波天線介紹.....	4
2.2 單一導體帶狀洩漏波天線之基本原理及特性.....	5
2.3 饋入電路.....	9
2.3.1 平衡式微帶線.....	9
2.3.2 非平衡式微帶線.....	10
2.3.3 洩漏波模態激發電路.....	11
第三章 扇形合成波束單一導體帶狀洩漏波天線陣列設計.....	13
3.1 單一導體帶狀洩漏波天線設計.....	13
3.2 扇狀排列天線陣列場型合成理論.....	19
3.3 扇狀輻射場形之估計與優化.....	22
3.4 半功率波束寬角度 70° 之扇形排列天線陣列.....	28
3.4.1 五元素扇狀排列天線陣列設計.....	28
3.4.2 一對五功率分波器.....	29
3.4.3 五元素扇狀排列天線陣列.....	30

3.5	半功率波束寬角度 90° 之扇形排列天線陣列.....	33
3.5.1	六元素扇狀排列天線陣列設計.....	33
3.5.2	一對六功率分波器.....	34
3.5.3	六元素扇狀排列天線陣列.....	35
第四章	智慧型天線於基地台之應用.....	39
4.1	智慧型天線系統簡介.....	39
4.2	射頻切換器.....	40
4.2.1	射頻切換器介紹.....	40
4.2.2	射頻切換器實作與量測結果.....	42
4.3	半功率波束寬角度 280° 之智慧型天線.....	45
4.3.1	半功率波束寬角度 280° 之智慧型天線實作量測.....	47
4.4	半功率波束寬角度 360° 之智慧型天線.....	57
4.4.1	半功率波束寬角度 360° 之智慧型天線設計模擬結果.....	58
第五章	天線改進與結論.....	64
參考文獻.....		68

表錄

表 3-1	不同長度單位元素天線於各頻率點之漣波大小比較.....	28
表 4-1	砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之邏輯表.....	42
表 4-2	5.2GHz 裝置射頻切換器切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	50
表 4-3	5.4GHz 裝置射頻切換器切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	52
表 4-4	5.6GHz 裝置射頻切換器切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	54
表 4-5	5.8GHz 裝置射頻切換器切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	56
表 4-6	5.2GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	59
表 4-7	5.4GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	60
表 4-8	5.6GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	61
表 4-9	5.8GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度.....	62
表 5-1	修正前後主波束增益值、後瓣波束增益值比較表.....	66



圖錄

圖 1-1	微帶貼片天線陣列輻射波束示意圖.....	2
圖 2-1	(a) yz 方向波數分解；(b) 微帶線洩漏波天線示意圖.....	5
圖 2-2	正規化的傳播特性 β/k_0 與 $-\alpha/k_0$ 曲線圖.....	5
圖 2-3	單導體洩漏波天線之結構示意圖.....	6
圖 2-4	激發第一高階洩漏波模態之天線饋入訊號剖面示意圖.....	6
圖 2-5	單導體帶線寬度 w 對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響.....	7
圖 2-6	單導體板材介電常數對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響.....	7
圖 2-7	非平衡微帶線轉平衡式微帶線設計示意圖.....	9
圖 2-8	平衡微帶線橫截面圖.....	10
圖 2-9	反向平衡微帶線各層結構分解示意圖.....	10
圖 2-10	反向平衡式微帶線俯視之結構圖.....	11
圖 2-11	反向平衡式微帶線結構之側視圖以及訊號流向示意圖.....	11
圖 2-12	洩漏波模態激發電路之俯視示意圖.....	12
圖 3-1	第一高階洩漏波模態之正規化相位常數及衰減常數.....	14
圖 3-2	洩漏波模態激發電路之參數值.....	14
圖 3-3	洩漏波激發電路各 port 以及一對二功率分波器接面之阻抗值.....	15
圖 3-4	洩漏波激發電路之 S 參數模擬圖.....	15
圖 3-5	洩漏波激發電路兩輸出端之相位差模擬圖.....	16
圖 3-6	單一導體洩漏波帶狀天線.....	17
圖 3-7	單一導體洩漏波帶狀天線之反射損耗模擬圖.....	17
圖 3-8	單一導體洩漏波帶狀天線於(a)5.2GHz、(b)5.4GHz、(c)5.6GHz、(d)5.8GHz E-plane(xy-plane)輻射場型模擬圖.....	18
圖 3-9	具角度之天線陣列擺設示意圖.....	20
圖 3-10	扇狀排列天線陣列示意圖.....	21

圖 3-11 (a)扇狀排列陣列最左側之單位天線；(b)中間之單位天線；(c)最右側之單位天線；(d)利用 Eq.3.4 計算之六元素扇狀天線陣列場型與模擬比較.....	24
圖 3-12 (a)天線之截面(xz-plane)電流大小分布;(b) 傳立葉轉換後其遠場場型.....	25
圖 3-13 (a)單位元素尺寸較短之天線與天線闊度歸一化後之電流分布;(b)單位元素尺寸較長之天線與天線闊度歸一化後之電流分布.....	26
圖 3-14 不同長度之六元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 之合成場型比較圖.....	27
圖 3-15 五元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖.....	28
圖 3-16 一對五功率分波器.....	29
圖 3-17 一對五功率分波器之 S 參數模擬圖.....	29
圖 3-18 一對五功率分波器埠 2 至 6 埠之相位.....	30
圖 3-19 五元素扇狀排列天線陣列尺寸及電路示意圖.....	31
圖 3-20 五元素扇狀排列天線陣列之反射損耗模擬圖.....	31
圖 3-21 五元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 時模擬之 E-plane(xy-plane)輻射場型.....	32
圖 3-22 五元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 時模擬之 H-plane(xy-plane)輻射場型	
圖 3-23 六元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖.....	33
圖 3-24 (a)一對二功率分波器；(b)一對三功率分波器；(c)一對六功率分波器.....	34
圖 3-25 一對六功率分波器之 S 參數模擬圖.....	35
圖 3-26 一對六功率分波器埠 2 至 7 埠之相位.....	35
圖 3-27 六元素扇狀排列天線陣列之反射損耗模擬圖.....	36
圖 3-28 六元素扇狀排列天線陣列尺寸及電路示意圖.....	37
圖 3-29 六元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 時模擬之 E-plane(xy-plane)輻射場型.....	38

圖 3-30 六元素扇狀排列天線陣列於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(xy-plane)輻射場型.....	38
圖 4-1 四組單一導體洩漏波帶狀天線陣列搭配微波高頻開關切換輻射主波束的示意圖.....	40
圖 4-2 單刀四擲射頻切換器(a)符號；(b)方塊圖.....	41
圖 4-3 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之封裝尺寸大小規格.....	41
圖 4-4 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之偏壓電路圖.....	42
圖 4-5 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之實作圖.....	43
圖 4-6 切換至 RF1、RF2、RF3、RF4 之情況下的介入損耗以及輸入端之反射損耗.	44
圖 4-7 切換至 RF1 輸出之情況下其他三個輸出端之隔離度.....	44
圖 4-8 應用頻段下切換至 RF1、RF2、RF3、RF4 之介入損耗.....	45
圖 4-9 智慧型天線之尺寸以及排列示意圖.....	46
圖 4-10 天線實作圖(a)正面；(b)背面；(c)饋入端.....	46
圖 4-11 天線各埠之量測反射損耗.....	47
圖 4-12 埠 1 之反射損耗的量測與模擬結果比較圖.....	48
圖 4-13 埠 1 輸入時，其餘 3 埠之隔離度大小量測結果.....	48
圖 4-14 5.2GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖.....	49
圖 4-15 5.2GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型.....	50
圖 4-16 5.4GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖.....	51
圖 4-17 5.4GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型.....	52
圖 4-18 5.6GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖.....	53
圖 4-19 5.6GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型.....	54

圖 4-20 5.8GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖.....	55
圖 4-21 5.8GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型.....	56
圖 4-22 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 時天線切換至埠 1 時 H-plane 輻射場型量測結果.....	57
圖 4-23 智慧型天線之尺寸以及排列示意圖.....	58
圖 4-24 埠 1 反射損耗模擬.....	58
圖 4-25 5.2GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型.....	59
圖 4-26 5.4GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型.....	60
圖 4-27 5.6GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型.....	61
圖 4-28 5.6GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型.....	62
圖 4-29 六元素扇狀排列天線陣列於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(xy-plane) 輻射場型.....	63
圖 5-1 單一導體洩漏波帶狀天線示意圖.....	64
圖 5-2 單一導體洩漏波帶狀天線之(a)電場與(b)磁場分布圖.....	65
圖 5-3 單一導體洩漏波帶狀天線之饋入電路修正示意圖.....	65
圖 5-4 單一導體洩漏波帶狀天線之饋入電路修正前後於(a)5.2GHz；(b)5.6GHz 比較圖.....	66

第一章 序論

1.1 動機與目的

近年來，行動通訊服務的需求以非常快的速度增加，在一些公共場合如：大型賣場、辦公大樓等建築物內，建立一套無線網路通訊系統是非常重要的，因此能在短距達到輻射波束涵蓋大範圍之基地台天線應用也越趨重要，輻射波束能在地平線方位(azimuth)涵蓋大範圍的天線於[1],[2]被提出。

由於我們希望能設計一適用於室內應用之基地台天線，於是我們決定將天線應用頻段設計於 Wireless local area networks(WLAN)頻段，WLAN(Wireless LAN)，是無線區域網路的統稱，是一種能夠讓存取橋接器(Access Point)與區域網路建立無線上網的無線網路架構，都屬於在辦公室、家庭及公眾區域中應用的無線傳輸技術，而 WLAN 之操作頻段則可分為 IEEE802.11b/g 的 2.4GHz ~ 2.485GHz 以及 IEEE802.11a 的 5.15GHz ~ 5.35GHz、5.47GHz ~ 5.725GHz、5.725GHz ~ 5.875 GHz 等頻段的應用[3]。因此我們決定將天線之應用頻段設計於 5GHz ~ 6GHz 之間。

在基地台天線的應用中，我們需要高頻寬、高增益以及輻射波束涵蓋大範圍等效果。其中波束涵蓋大範圍指的是在地平線方位(azimuth)能涵蓋較大的角度以利於基地台與客戶端間之資料傳輸，在本論文中我們應用天線陣列以達到高增益以及波束涵蓋範圍較大之效果，有非常多的研究與文獻是設計輻射波束指向 broadside 方向之天線陣列，如微帶貼片天線陣列等[4],[5]。此類平面天線之最大優點即製作上較容易，而且由於是平面式天線，非常不占空間。但我們的需求是在地平線方位之輻射效果，而利用輻射指向 broadside 方向之天線將必須以垂直的方式擺放，導致空間之浪費與裝置的不便等問題而失去其最大優勢，如圖 1-1 所示。因此我們將利用一輻射波束指向 end-fire 方向之單一導體洩漏波天線[6]為單位元素設計天線陣列以達到基地台天線之需求。

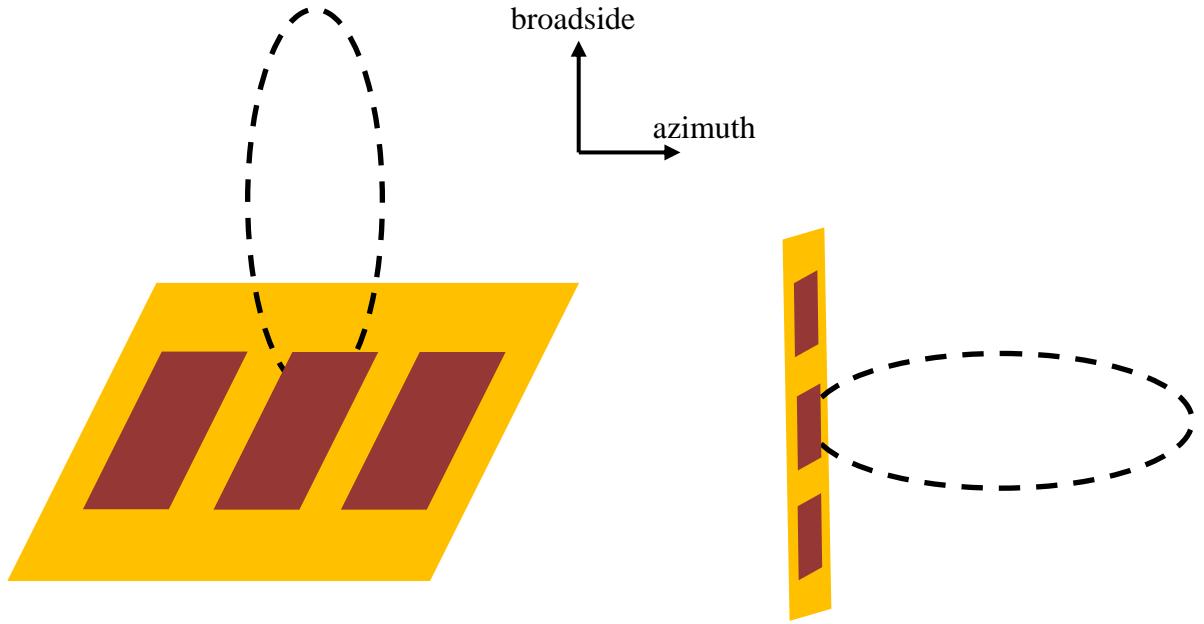


圖 1-1 微帶貼片天線陣列輻射波束示意圖

於本論文中我們將利用單一導體洩漏波天線設計天線陣列以應用於基地台天線。洩漏波於 1979 年由 W. Menzel 提出，緊接著 A. A. Oliner 及 Lee 陸續推導出洩漏波之橫向共振特性及輻射範圍判定方法[7]，一般洩漏波具備高頻寬、高增益、主波束隨頻率掃動等特性，而在我們欲設計之基地台天線應用中，主波束隨頻率掃動的特性反而是一項缺點，因此我們使用單一導體洩漏波天線作為此天線陣列之單位元素。有別於一般洩漏波天線，單一導體洩漏波天線不具有主波束隨著頻率掃動之特性，卻又同時保有高頻寬、高增益的效果，相當符合我們的需求，因此我們將利用此天線排列成扇形分布以組合成輻射波束範圍涵蓋較廣之陣列天線。

為了設計輻射波束範圍涵蓋整個地平線方位(azimuth)卻又保有高增益之天線，此時切換波束之智慧型天線應用將能達到此效果。智慧型天線之概念源自於適應性天線陣列(Adaptive Antenna)，最初是應用於軍事領域，近年來由於數位訊號處理技術的迅速發展、IC 處理速度的提高以及價格的普及，智慧型天線技術在無線通訊系統中的運用機會大幅的提高[8]。

所謂智慧型天線可是為一種充分利用空間資源來進行訊號品質提升、干擾抑制及適應性波束調整的機制。而波束切換為其中一種常用的調整方式，概述如下：

利用多個指向不同方向的波束覆蓋整個蜂巢，每個波束的指向與角度寬皆固定。當

用戶進入特定的波束涵蓋面時，智慧型天線系統將能透過手動或是自動切換相對之波束來收發訊號。

利用天線陣列原理搭配智慧型天線的應用，我們將設計透過切換波束達到輻射範圍涵蓋整個地平線方位(azimuth)並擁有高增益之天線以應用於基地台。

1.2 章節大綱

本論文第二章介紹微帶線洩漏波天線的基本原理、單一導體洩漏波帶狀天線之特性，以及為了在天線上激發第一高階洩漏波模態所設計之饋入電路。第三章則介紹扇形排列天線陣列理論，並利用此理論計算合成扇形排列天線陣列之輻射場型，利用此法估計輻射場型，進而設計出一組五元素扇形天線陣列與一組六元素扇形天線陣列。第四章則介紹智慧型天線的應用方式與效果，並實作一射頻切換器以達成切換波束之效果，並利用多組第三章設計之扇形天線陣列完成輻射波束涵蓋地平線全方位效果之基地台天線。第五章則對我們設計完成的天線作改良，並由模擬與量測之特性作一結論。



第二章 基本理論及特性

本章將會介紹單一導體洩漏波天線的基本原理，並透過 SDA 分析在此天線上激發第一高階洩漏波模態之特性，再提出一組由平衡式微帶線、反向平衡式微帶線組合而成之平衡-非平衡激發電路用以激發第一高階洩漏波模態。

2.1 洩漏波天線介紹

微帶線洩漏波天線由 W. Menael 在 1979 年所提出，之後由 A. A. Oliner 及 K. S. Lee 精確地推導出微帶線上高階模的橫向共振特性、輻射特性、及輻射範圍的判定。圖 2-1 為一微帶線洩漏波天線示意圖。洩漏波天線的輻射特性及範圍可以藉由傳播常數來決定，傳波常數為一複數($\gamma = \beta - j\alpha$)，其中 β 為相位常數， α 為衰減常數。圖 2-2 為正規化的傳播特性 β/k_0 與 $-\alpha/k_0$ 曲線圖，其中 k_0 為空氣中之波數。圖中可分為三個區域，分別為

- (I) reactive region
- (II) radiation region
- (III) bound mode region

在 reactive region 中，由於 α 較大，能量很快就被衰減掉，輻射效果差。而 radiation region 起始於實部的傳播能量超過虛部而截止於 $\beta/k_0 > 1$ ，在此區域能量會隨著波的行進洩漏出帶線。於 bound mode region 能量沿著天線傳播，沒有輻射現象。

因為天線末端為開路，為了減低因反射能量過大所造成的旁波束，天線的長度可透過衰減常數 α 決定，天線長度 L 的選擇可透過一指數關係式求得： $e^{-2\alpha L} < 0.1$ ，此關係式代表當波行進至天線末端，能量已洩漏 90%。圖 2-1 中所示，一夠長之洩漏波天線之主波束輻射角度符合 $\cos \theta = \beta/k_0$ 。

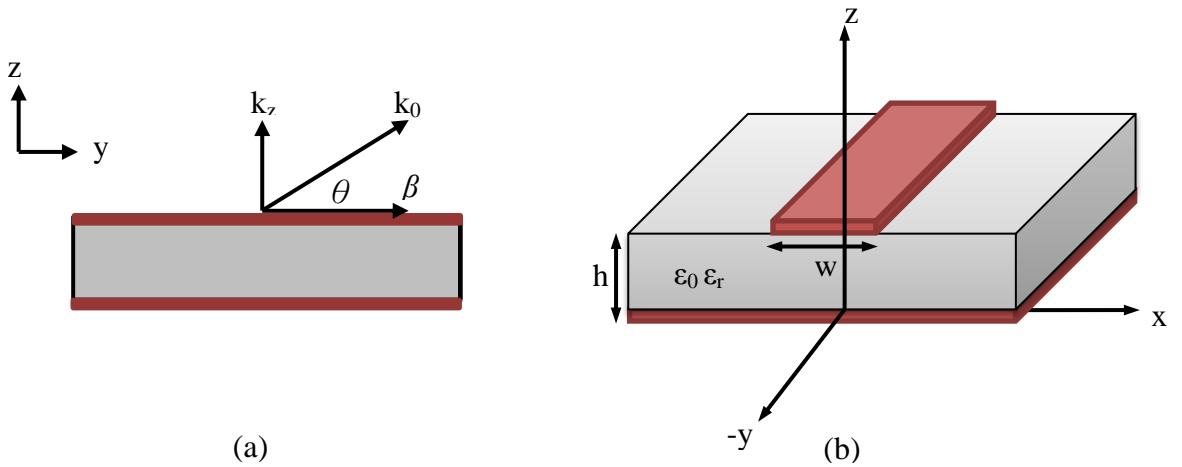


圖 2-1(a) yz 方向波數分解；(b) 微帶線洩漏波天線示意圖

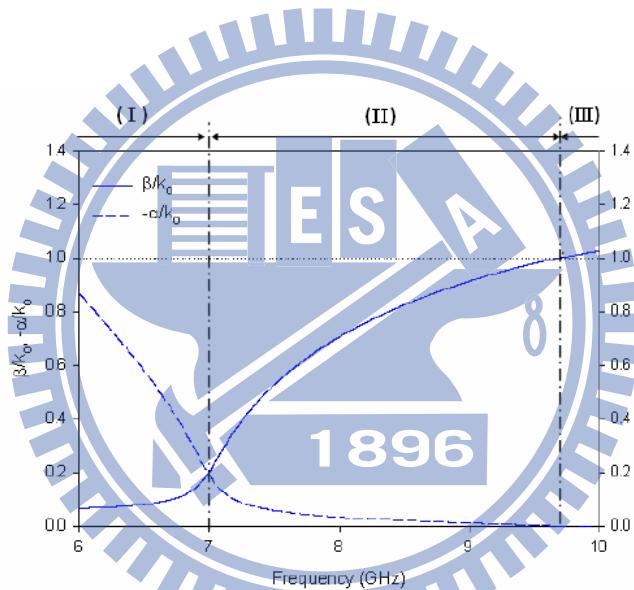


圖 2-2 正規化的傳播特性 β/k_0 與 $-\alpha/k_0$ 曲線圖

2.2 單一導體帶狀洩漏波天線之基本原理及特性

圖 2-3 為單導體洩漏波天線之結構示意圖，由圖中可知，此天線結構僅有一寬 w 之帶線導體置於介電常數為 ϵ_r ，厚度為 h 之基板上，而下層並無實際的金屬接地，圖 2-4 為激發第一高階洩漏波模態時，天線饋入端所必須符合之訊號剖面示意圖[9]。因為此結構僅具有單一帶狀導體，沒有實際的地，因此 TE_0 以及 TM_0 兩種表面波的模態可以同時存在，而這個結果將造成令我們非常感興趣的現象，透過 SDA 分析，我們發現此天線

之第一高階洩漏波模態具有相當寬的輻射頻帶，且由於分析結果可以發現，此結構之相位常數 β 與空氣間的波數 k_0 之比例相當接近 1，由上小節提到之洩漏角度公式，我們可以發現，有別於一般微帶線洩漏波天線主要輻射方向介於 broadside 方向與 end-fire 方向之間，並會隨著頻率掃動其波束方向，此單一導體洩漏波天線之輻射方向幾乎固定在 end-fire 方向。

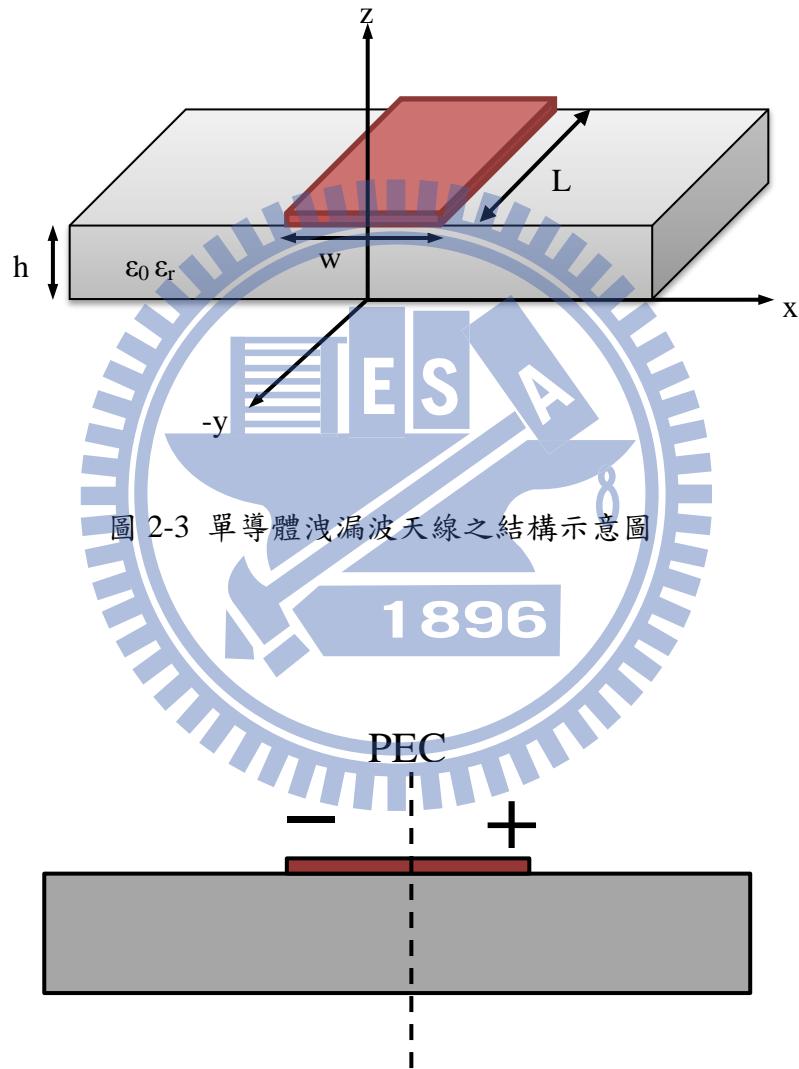


圖 2-4 激發第一高階洩漏波模態之天線饋入訊號剖面示意圖

圖 2-3 中各項參數皆對洩漏波模態的傳播特徵值有影響，為了將輻射區域調整至我們需要的頻帶，我們就各參數對傳播特徵值之影響做討論，其中基板厚度 h 固定為 20mil 故不討論。圖 2-5 為單導體帶線寬度 W 對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響，對於第一高階洩漏波模態，於基板截面兩端之相位相反，故基板寬度 W 相當於截面電流分布之半波長，當縮短基板寬度，等同於縮減波長，故輻射頻帶往高頻偏移。

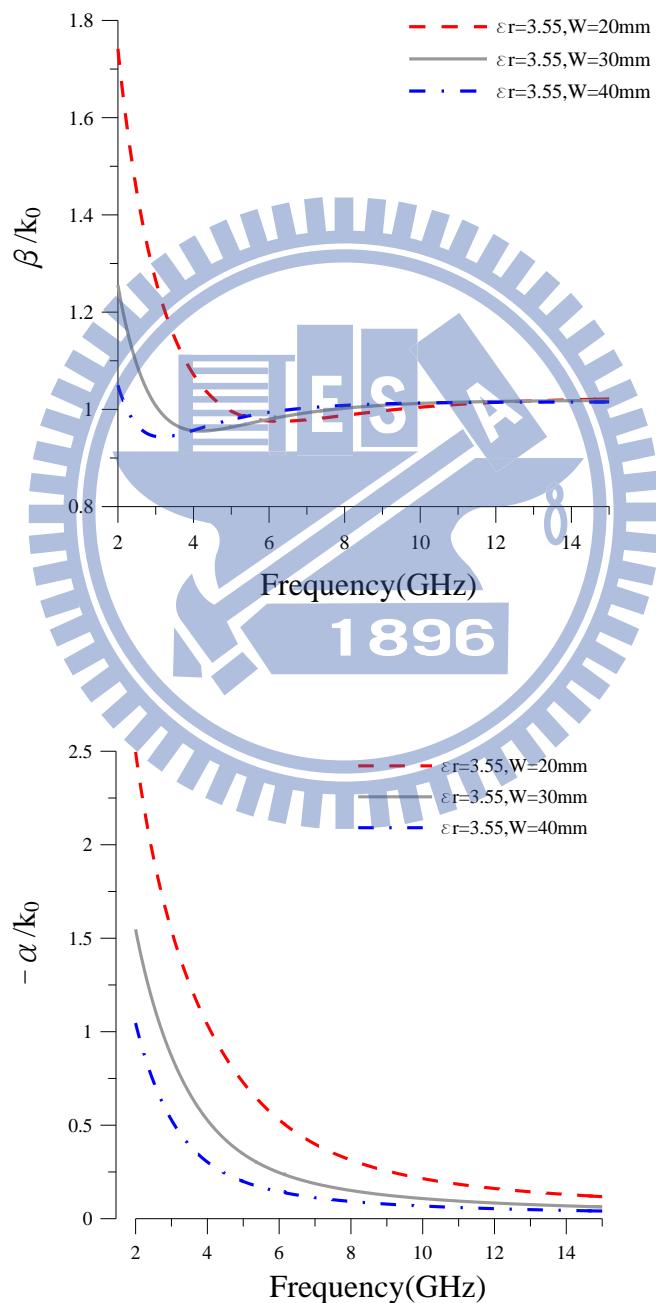


圖 2-5 單導體帶線寬度 W 對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響

圖 2-6 為基板介電常數 ϵ_r 對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響，當介電常數越大，更多的能量會被包覆在基板內無法洩漏出去，故 β/k_0 將會隨著介電常數而變大，輻射頻寬也因此驟降，當 β/k_0 持續變大超過 1，洩漏波模態將進入截止區不再輻射。

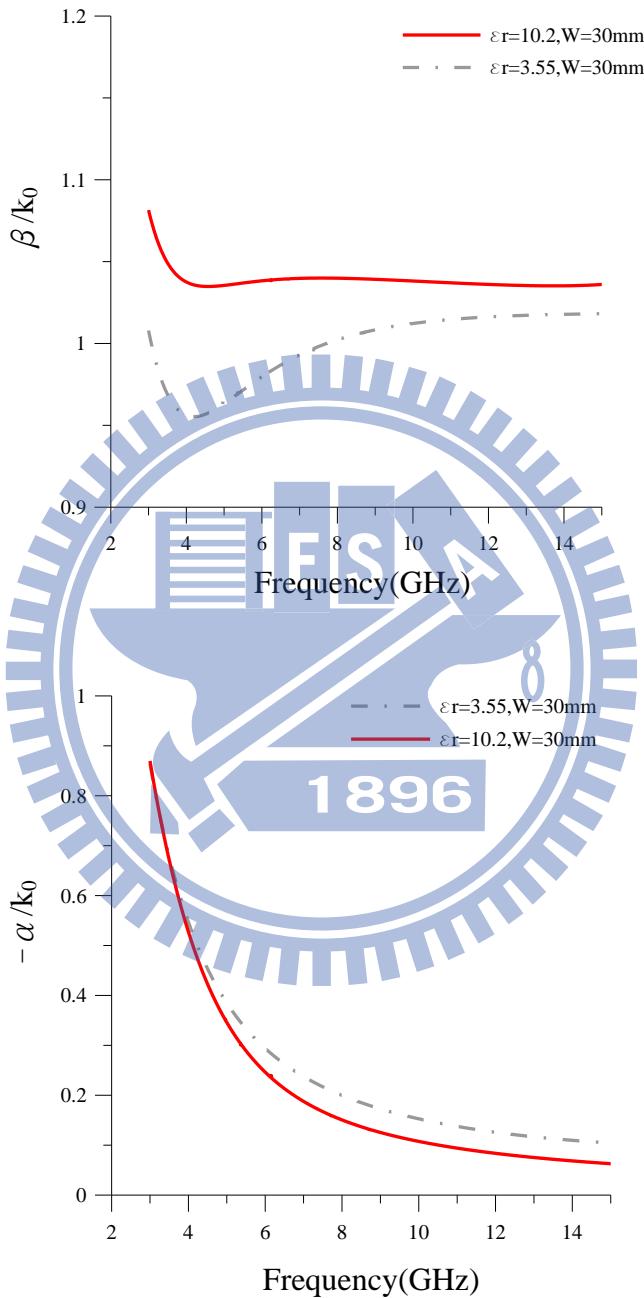


圖 2-6 單導體板材介電常數對相位常數 β 以及衰減常數 α 之影響

透過以上利用 SDA 分析模擬之結果，我們可以清楚掌握此單一導體洩漏波天線之各項參數對於輻射頻帶以及頻寬之影響，進而設計出我們所需要使用之天線。

2.3 饋入電路

2.3.1 平衡式微帶線

為了設計用於單導體洩漏波天線之饋入電路，我們將普通的非平衡式微帶線透過緩變方式轉換為平衡式微帶線，圖 2-7 為轉換設計示意圖，在(a)的部分為傳統的非平衡式微帶線，(b)的部分即為非平衡式微帶線轉換至平衡式微帶線之緩變電路，(c)為所需之平衡式微帶線，其中轉換電路(b)中緩變所需之長度 L 影響阻抗匹配甚大，經實驗結果當 $L > \lambda/4$ (其中 λ 為操作頻率之波長)時，阻抗匹配效果較佳。

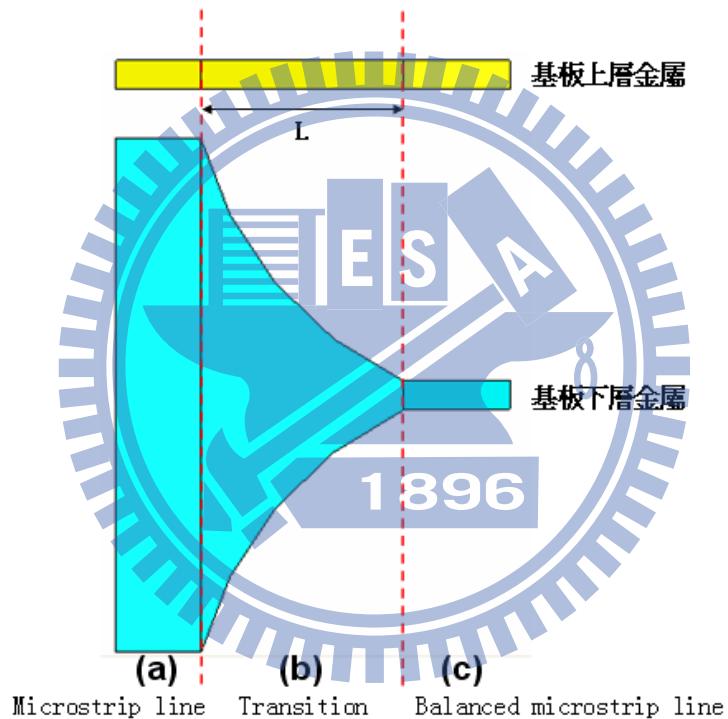


圖 2-7 非平衡微帶線轉平衡式微帶線設計示意圖

圖 2-8 為平衡式微帶線橫截面圖，其火線與傳統的非平衡式微帶線相同，均為一條帶線，但差別在於地的部分，非平衡式微帶線地線遠大於火線，而平衡式微帶線的地線仍由一條帶線構成，因此相對於非平衡式微帶線，能省下大量的面積。而由於饋入電路設計之匹配的需要，我們必須計算平衡式微帶線之電阻值，由於平衡式微帶線之上下帶線訊號相反，若我們假定上層帶線是正電壓，則下層帶線則是負電壓，故上下帶線間等

效出一虛擬的地，可把此情形看作上下兩組非平衡式微帶線倒置，其厚度為原本基板之一半，而截面之波阻抗為上下兩平衡式微帶線之阻抗串聯，後續章節提出之洩漏波模態激發電路將以此方法計算阻抗匹配。

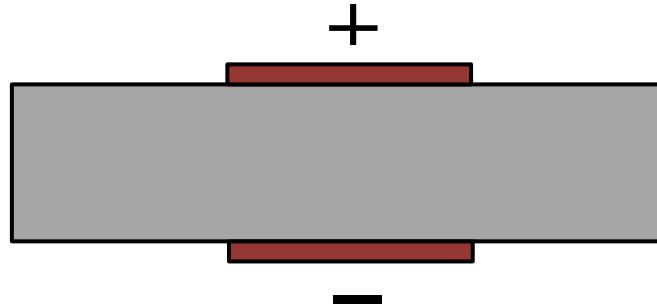


圖 2-8 平衡微帶線橫截面圖

2.3.2 反向平衡式微帶線

圖 2-9 為反向平衡式微帶線各層結構分解示意圖，圖 2-10 為反向平衡式微帶線俯視之結構圖，此結構乃將平衡式微帶線結構之上下帶線交錯方向，以達到訊號反向之效果。各項參數 W_m 、 l_{up} 、 l_{dn} 、 r_v 、 l_v 、 l_g 如圖 2-9 所示，其中除了 W_m 之寬度視前段電路之阻抗所需而定，無法任意調整，適當調整其餘各項參數以致在所需之頻段內能達到阻抗匹配之效果。圖 2-11 為反向平衡式微帶線結構之側視圖以及訊號流向示意圖，圖中可看出原本平衡式微帶線轉向後透過鉤釘連接上下帶線，使上層訊號流向下降，而下層訊號轉向上層，以達到相位與原平衡式微帶線相差 180° 之效果。

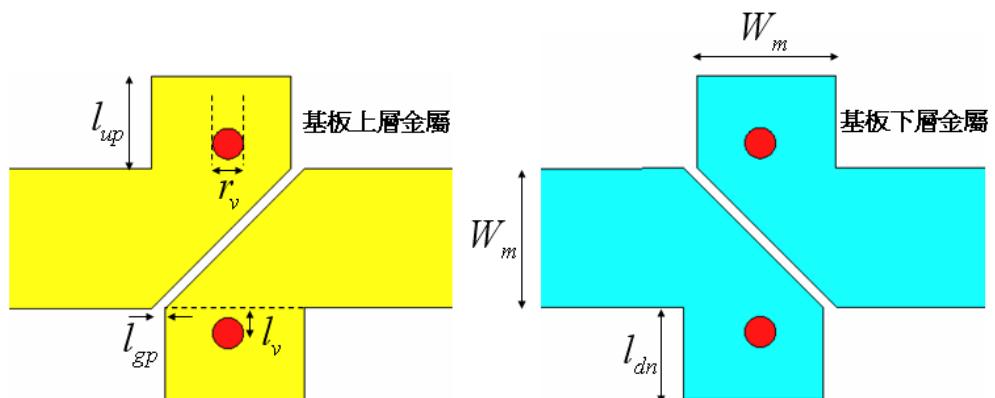


圖 2-9 反向平衡微帶線各層結構分解示意圖

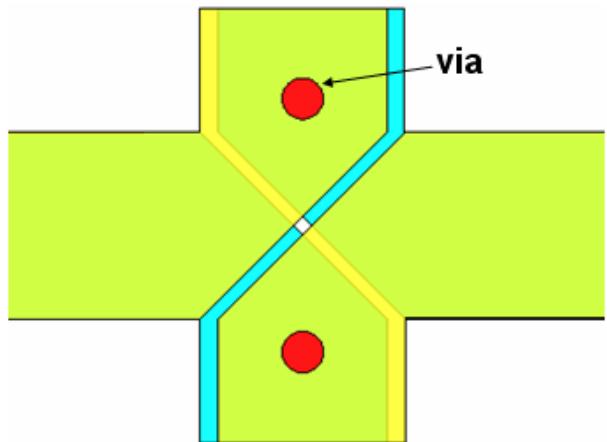


圖 2-10 反向平衡式微帶線俯視之結構圖

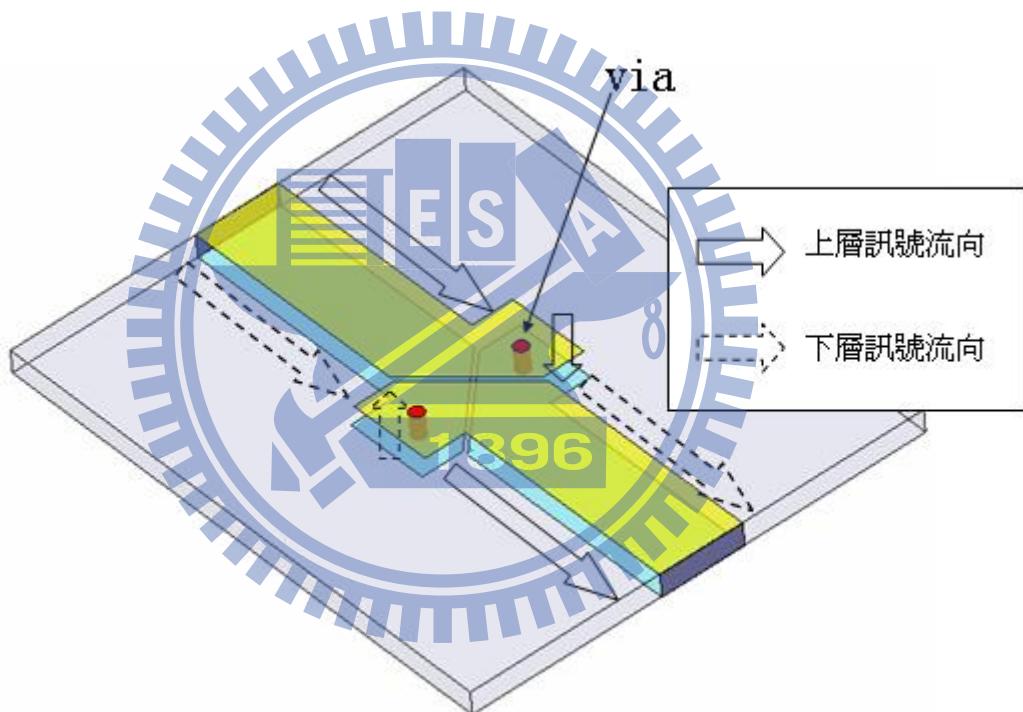


圖 2-11 反向平衡式微帶線結構之側視圖以及訊號流向示意圖

2.3.3 洩漏波模態激發電路

由圖 2-4 可知，若要在單導體帶狀天線上激發第一高階洩漏波模態，必須在此導體平面上激發出相位差 180° 之訊號。圖 2-12 為洩漏波模態激發電路之俯視示意圖，此電路結合了前文提到之非平衡式微帶線、平衡式微帶線、轉換電路，以及反向平衡式微帶

線來實現輸出端 port2 及 port3 能量均分且相位相差 180° 之效果，其中轉換電路後半段因為需要將能量一分為二，緊接著一對二之功率分波器，為避免不連續造成不必要的反射效果，整段轉換電路均以緩變方式實現，在後半段亦需要較大的寬度方能達成阻抗匹配。而在電路末端饋入天線處，由於天線主體為單導體結構，並沒有實質的地，故在 port2 及 port3 處因底層帶線面臨開路的狀態，將造成嚴重的能量反射，因此必須在電路下層建立一個回流機制，將下層電流導向兩旁回流。由於 port2 行進途中將經過反向平衡式微帶線，於上下層訊號交換過程中多行進了鉤釘的高度(鉤釘的高度)，所以必須在 port3 的平衡式微帶線加上路徑的補償，由圖 2-12 可觀察出 port3 之路徑相較於 port2 之路徑稍長，以確保雙埠能維持 180° 之相位差。

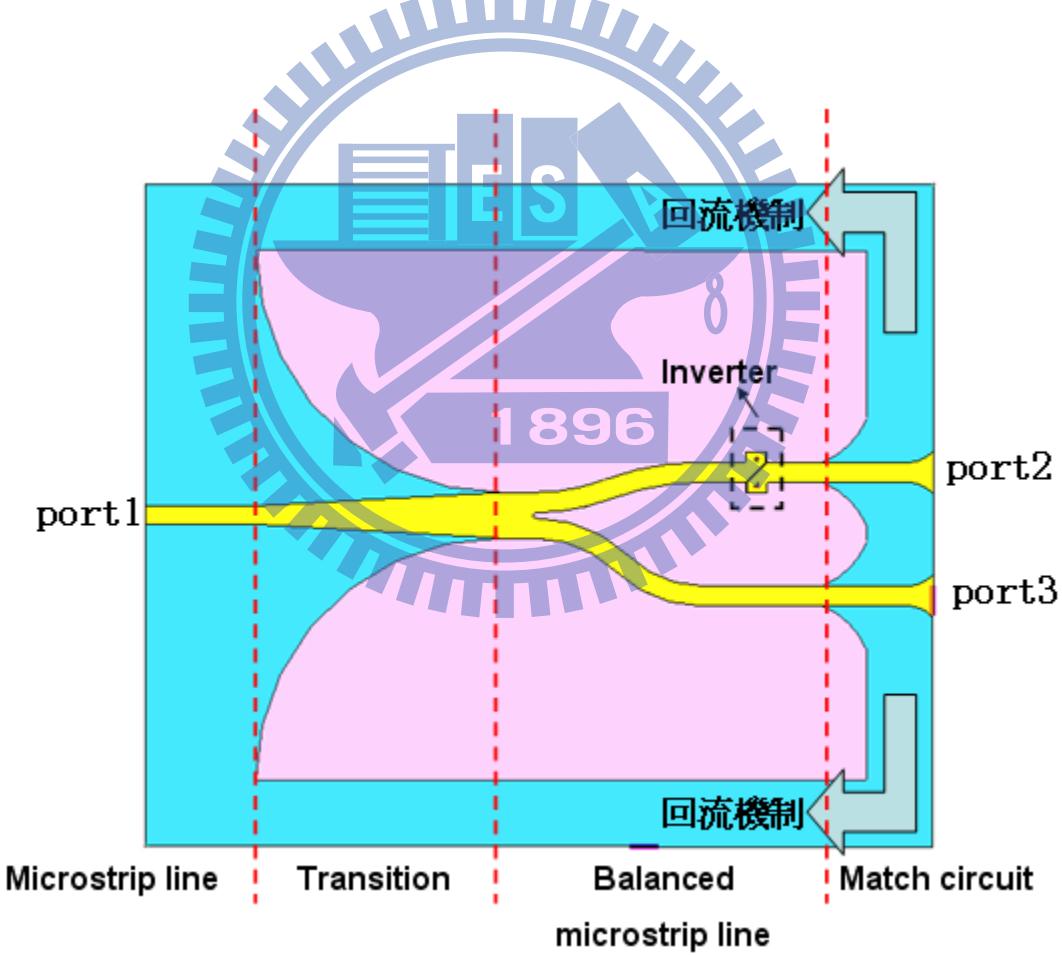


圖 2-12 漏漏波模態激發電路之俯視示意圖

第三章 扇形合成波束單一導體帶狀洩漏波天線陣列設計

本章將透過單一導體洩漏波天線之各項參數調整，將天線之輻射頻率設計在所需之頻帶，並利用此天線排列成扇形分布，以其達到扇形合成波束之效果，並提出一扇狀天線場型合成理論以利於扇形陣列天線之設計。

3.1 單一導體帶狀洩漏波天線設計

透過調整圖 2-3 中之各項參數，我們能控制洩漏波模態之輻射頻率至我們需求的頻帶，本論文中，我們最終希望能完成 end-fire 方向輻射波束範圍涵蓋達 360° 之基地台應用天線，頻段選定於 5GHz~6GHz 的範圍，其中包含 WLAN 的應用頻段讓此天線實用度更高。輻射頻段包含 5GHz~6GHz 之單一導體帶狀洩漏波天線各項參數如下：天線寬度 $W=32.5\text{mm}$ ，板材厚度 $h=20\text{mil}(0.508\text{mm})$ ，基板介電常數 $\epsilon_r=3.55$ ，使用板材為 RO4003(20mil)。透過 SDA 分析可得到此天線之第一高階洩漏波模態之正規化相位常數 β/k_0 及衰減常數 α/k_0 如圖 3-1 所示。由正規化傳播常數我們能推論出此天線之第一高階洩漏波模態之輻射範圍為 2.85GHz~7.34GHz，而利用衰減常數 α 我們能推算出當能量洩漏至剩餘 90% 時所需之天線長度 $L=100\text{mm}$ 。

圖 3-2 為天線饋入端之洩漏波模態激發電路之參數值，圖 3-3 為此洩漏波激發電路各 port 以及一對二功率分波器接面之阻抗值，圖 3-4 為此洩漏波激發電路之 S 參數模擬圖，包含了在 3GHz~8GHz 間此電路之 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{31} ，圖中可發現反射損耗 S_{11} 均低於 -15dB，而 S_{21} 及 S_{31} 在我們需要應用的頻段 5GHz~6GHz 之間約介於 -3.4dB~ -3.7dB，而且其值差距最大約為 0.3dB，由此可知經過緩變在透過一對二功率分波器進入平衡式微帶線及反向平衡式微帶線之能量有效的達到均分的效果，而損耗的能量亦非常小。圖 3-5 為此洩漏波激發電路兩輸出端之相位差模擬圖，為了能激發第一高階洩漏波模態，兩輸出端相位差需要維持 180° ，由圖中可得，兩輸出端之相位差距離 180° 的差距最大為 9° ，而在我們所應用之頻率範圍 5GHz~6GHz 之間最多差距 2° ，尚在可以接受範圍內，故於此順

利完成了一能量均分且相位差達 180° 之能量分波器。

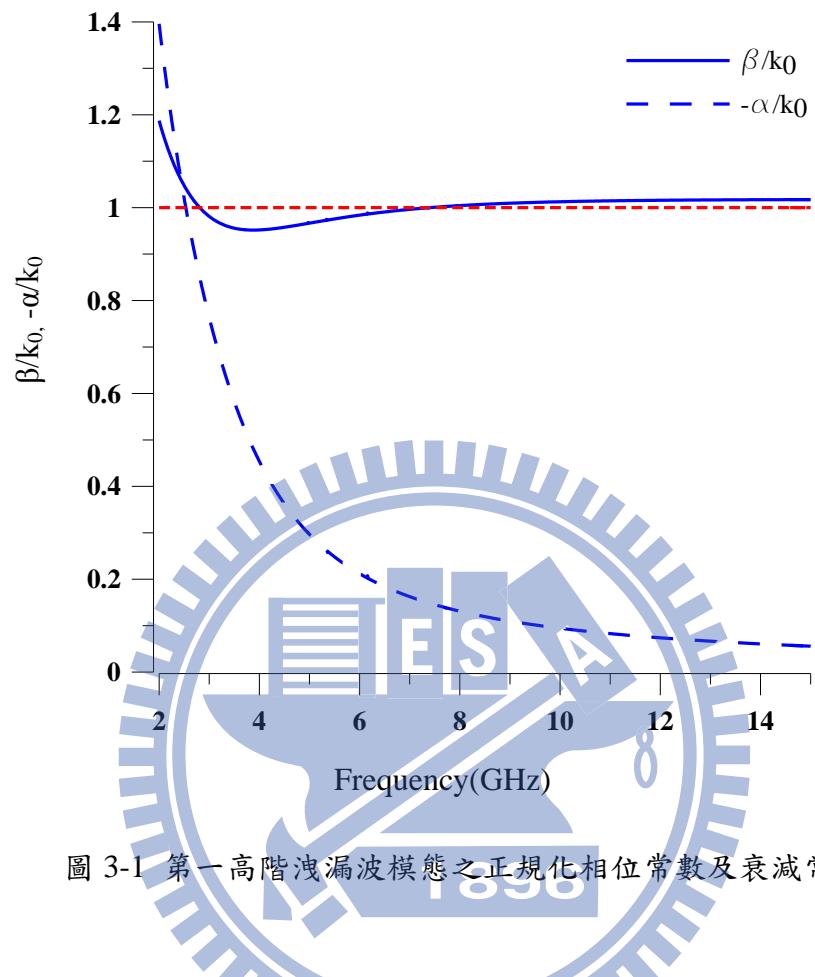


圖 3-1 第一高階洩漏波模態之正規化相位常數及衰減常數

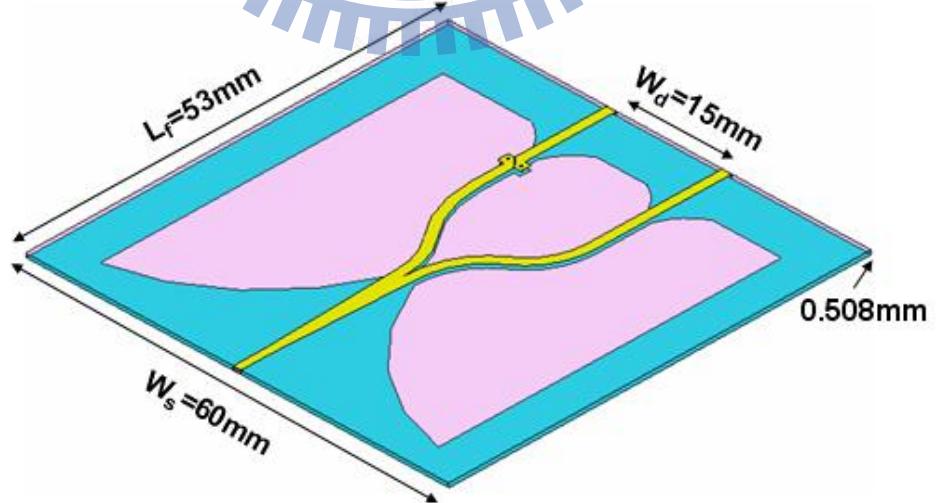


圖 3-2 洩漏波模態激發電路之參數值

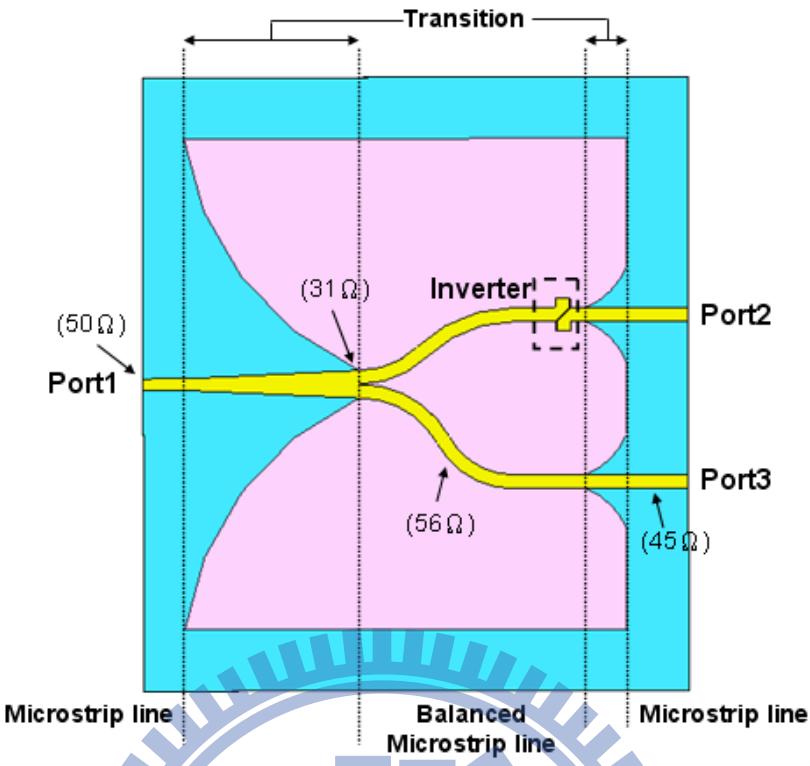


圖 3-3 漏漏波激發電路各 port 以及一對二功率分波器接面之阻抗值

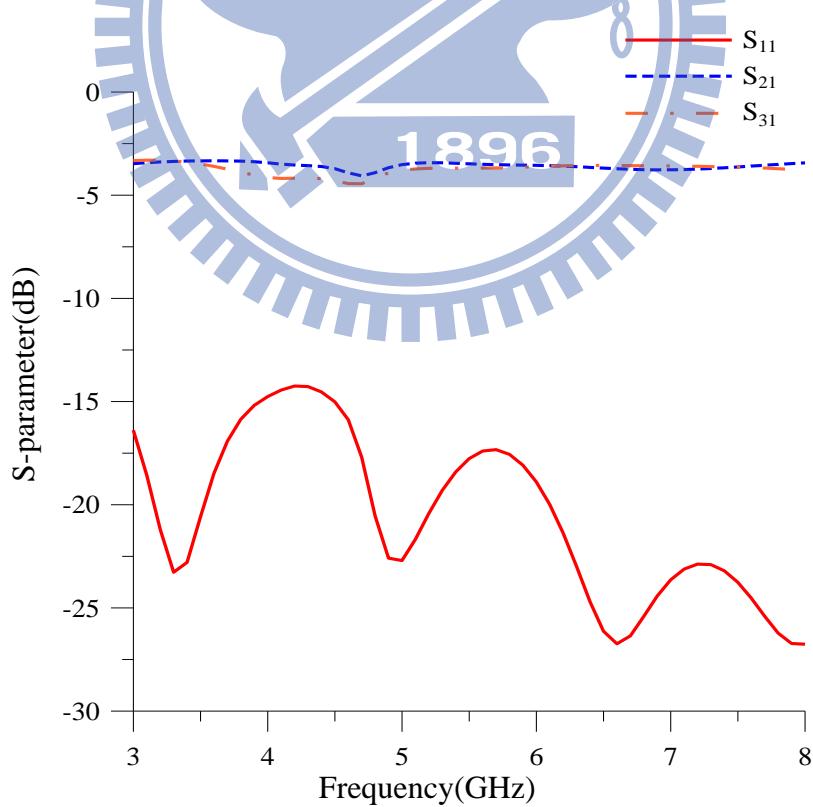


圖 3-4 漏漏波激發電路之 S 參數模擬圖

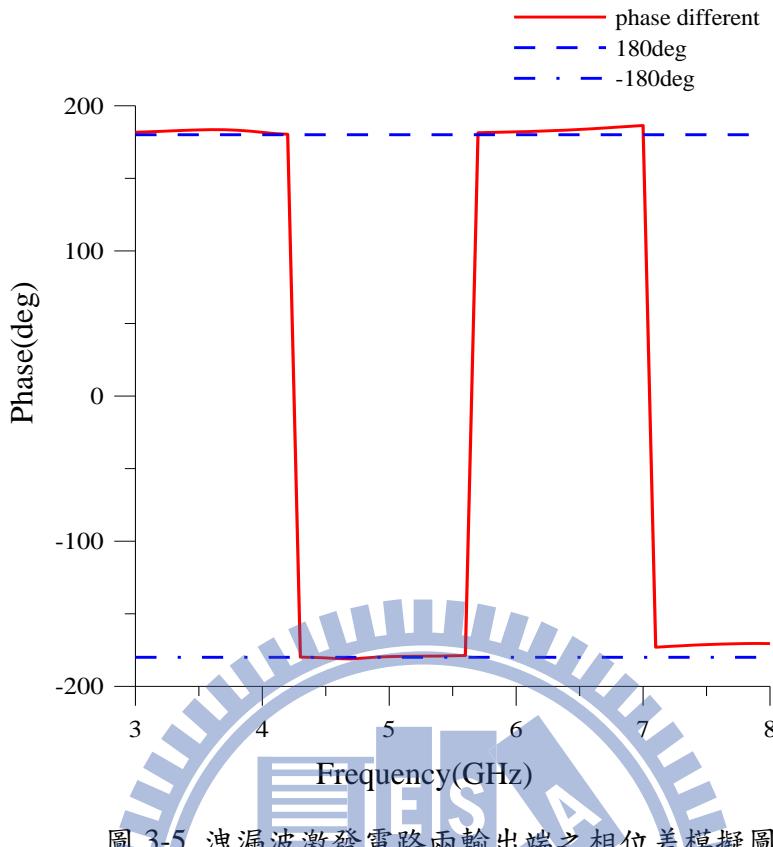


圖 3-5 淚漏波激發電路兩輸出端之相位差模擬圖

圖 3-6 為利用上述相位差 180° 之能量分波器激發之單一導體洩漏波帶狀天線圖，圖 3-7 為此單一導體洩漏波帶狀天線之反射損耗模擬圖，由圖中可知此單導體洩漏波帶狀天線之輻射頻帶從 4GHz 到 6.1GHz，而透過正規化相位常數及衰減常數推論出之第一高階洩漏波模態輻射頻段為 2.85GHz~7.34GHz，相比之下，明顯利用此洩漏波模態激發電路所設計之輻射頻寬較理論值為小，此乃由於實際上透過激發電路所提供之訊號，透過分波器後相位差以及能量分布並無法像理論上那麼的完美，必定有所誤差，而且設計激發電路時，帶線的阻抗值均是以中心頻率 5.5GHz 來做設計，於輻射頻帶之邊緣由於與中心頻率差距不小，此激發電路於此必有相對於中心頻率較不匹配之現象，故造成了輻射頻帶縮減之現象。

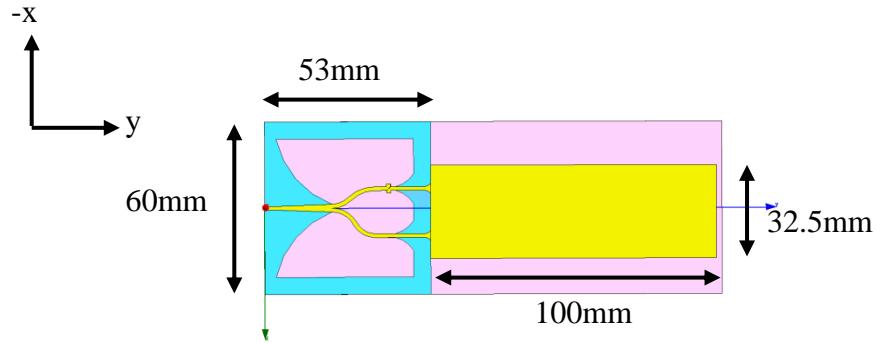


圖 3-6 單一導體洩漏波帶狀天線

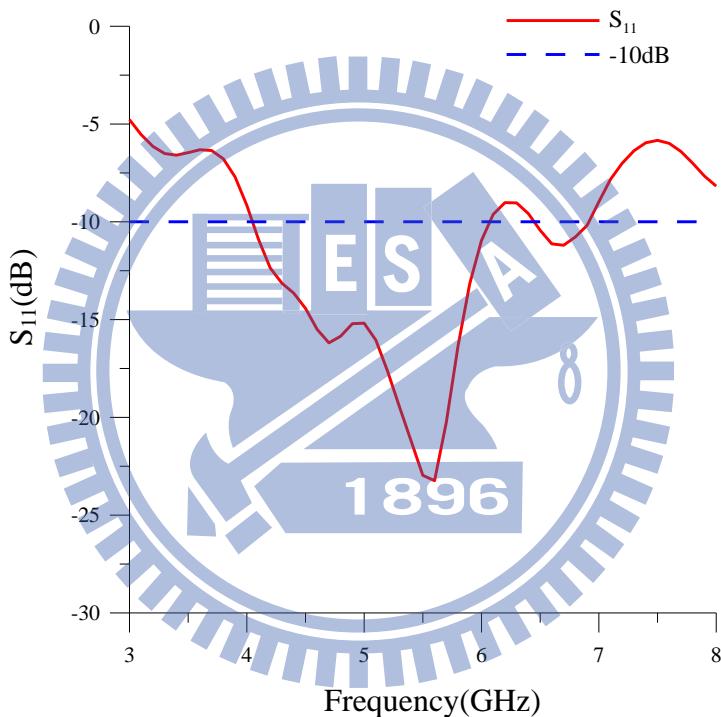


圖 3-7 單一導體洩漏波帶狀天線之反射損耗模擬圖

此單一導體帶狀洩漏波天線之輻射場型如下所示，圖 3-8(a)、(b)、(c)、(d)分別為此單一導體洩漏波帶狀天線於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 之 E-plane(xy-plane)輻射場型模擬圖，其最大增益值分別為 6.44dBi、6.95dBi、7.57dBi 與 7.93dBi，而各頻率點之 SSL(Side-Lobe Level)以及半功率波束角度寬 θ_{3dB} 亦標示於圖，圖 3-8(e)則分別為單一導體洩漏波帶狀天線於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 之 H-plane(yz-plane)輻射場型。

模擬圖，由此圖可發現此單一導體洩漏波帶狀天線之輻射方向的確如前章所推論，指向 endfire 方向，在後續章節我們將以此天線為單位元素，設計扇狀排列之陣列天線。

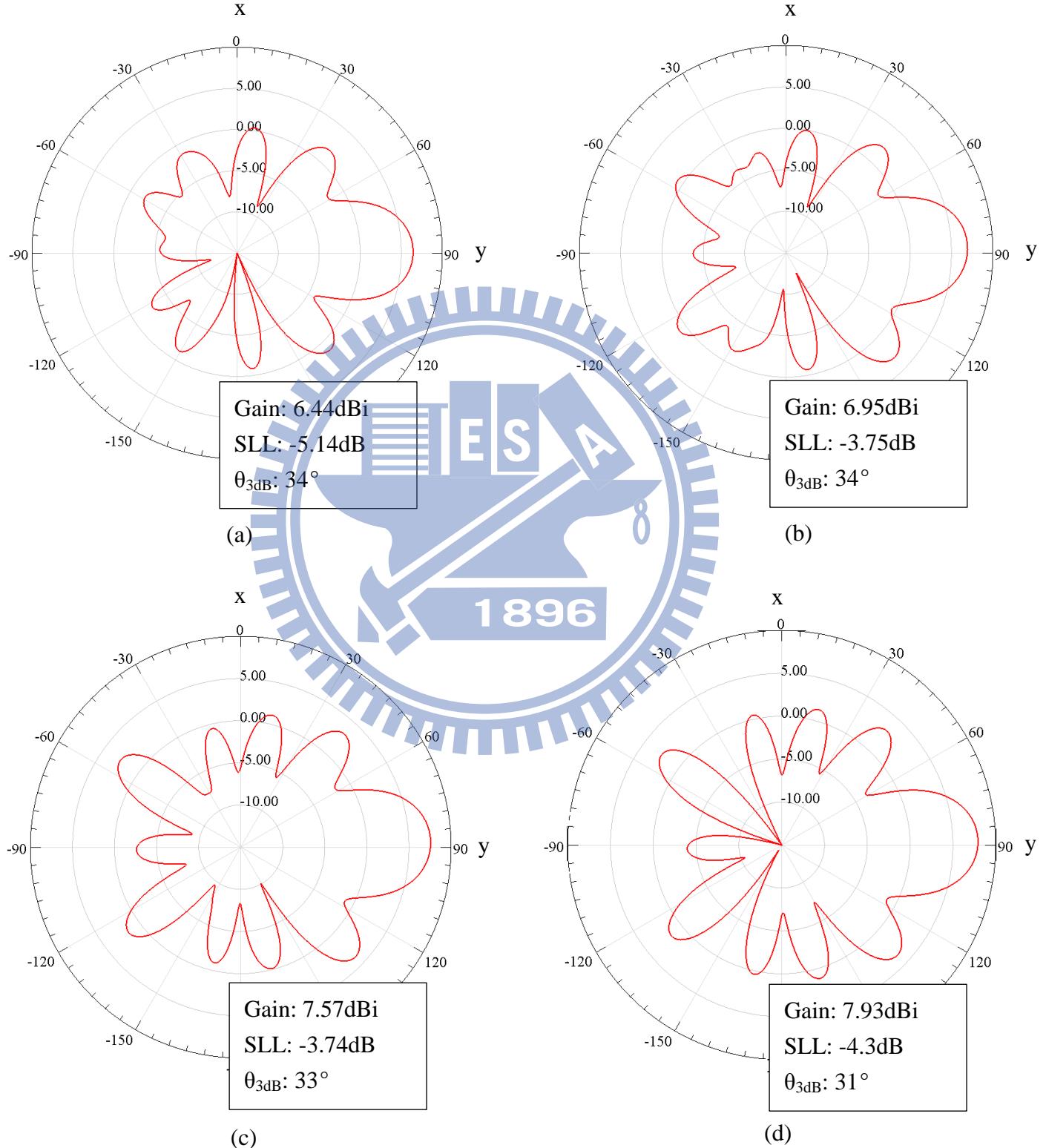


圖 3-8 單一導體洩漏波帶狀天線於(a)5.2GHz、(b)5.4GHz、(c)5.6GHz、(d)5.8GHz 之 E-plane(xy-plane)輻射場型模擬圖

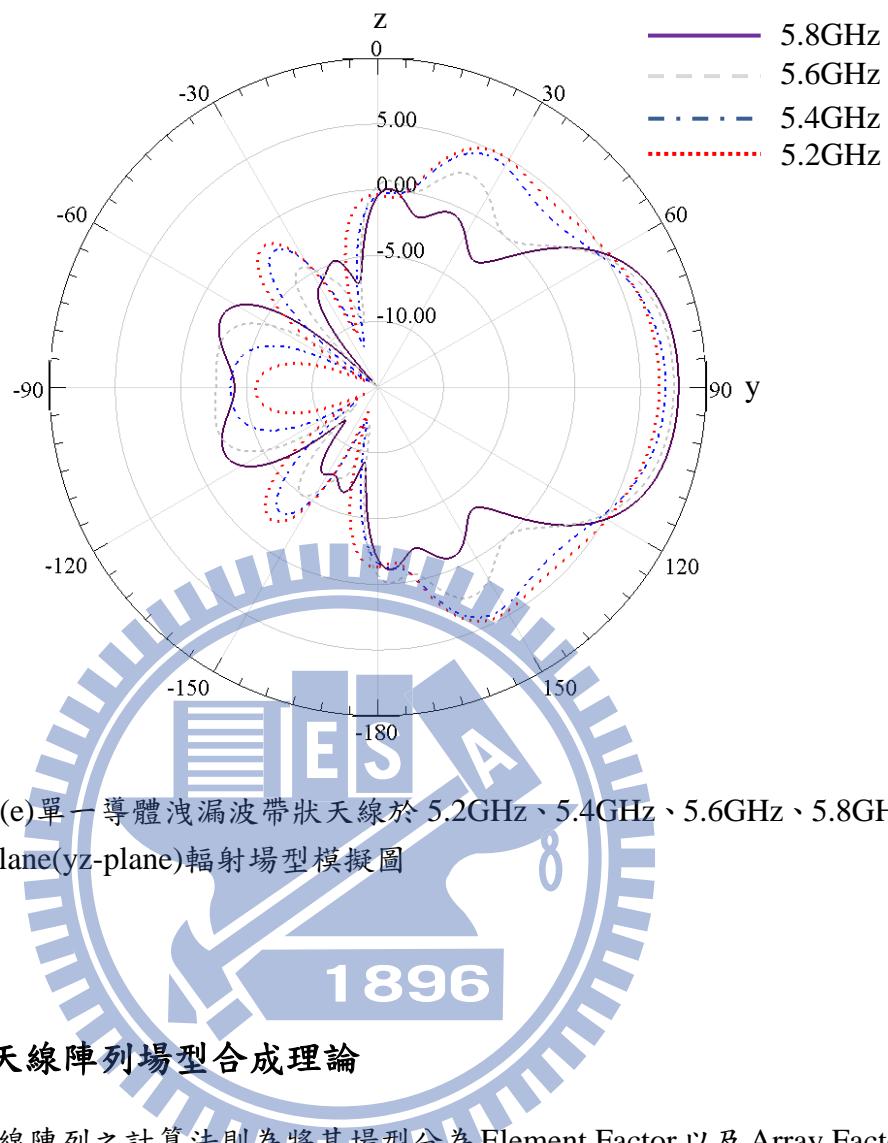


圖 3-8 (e) 單一導體洩漏波帶狀天線於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 之 H-plane(yz-plane) 輻射場型模擬圖

3.2 扇狀排列天線陣列場型合成理論

傳統線性天線陣列之計算法則為將其場型分為 Element Factor 以及 Array Factor 相乘而得[10]，當天線依舊是依線性排列，但每支單位元素並不擺置相同的角度，此時天線場型無法輕易計算出 Array Factor，利用傳統計算方式將有所難度，Richard J. Kozick 於[11]提出一方法，利用逐點運算，將 N 組單位元素對於觀察點所造成之輻射場型乘上由天線餌入端點到各單位元素所造成之相位影響，在將所有單位元素對觀察點之場型加以合成以得出此 N 組指向不同角度的天線組成陣列之輻射場型，圖 3-9 為具角度之天線陣列擺設示意圖，透過下式運算即可計算出具角度之天線陣列輻射場型

$$b(\vec{u}) = \sum_{n=1}^N w_n P_n(\vec{u}) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} n d \sin \theta) \quad \text{Eq.(3.1)}$$

其中 w_n 為能量分配至各天線單位元素之權重係數， P_n 為各單位天線之輻射場型大小，

即為傳統線性天線陣列法中之 Element Factor , \overline{d}_n 為天線饋入端點至第 n 支單位元素之方向向量 , \vec{u} 為觀察點之向量。

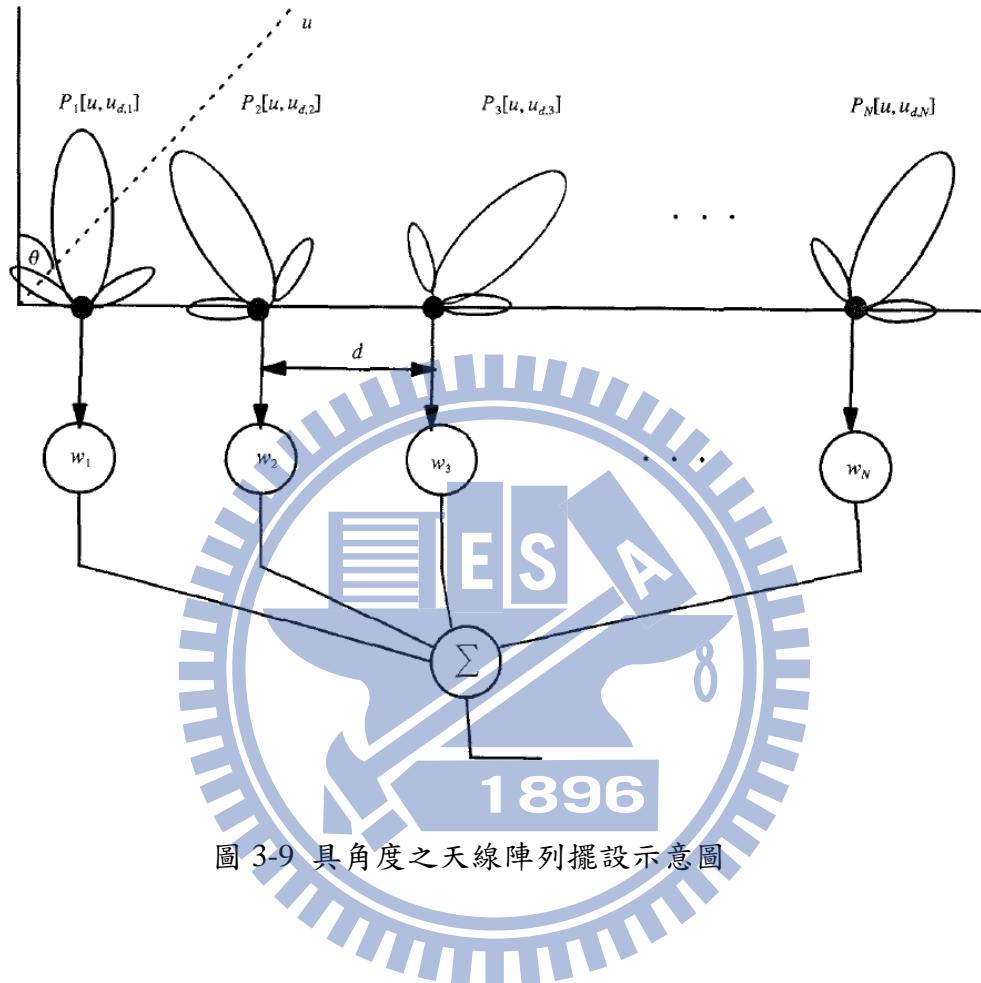


圖 3-9 具角度之天線陣列擺設示意圖

我們在本章所提出之扇狀排列天線陣列場形合成理論即是利用此逐點運算出各單位元素之場形，在考慮相位後予以相加之方法，不同的是，上述提到之方法雖可以計算指向不同方向之單位元素，但僅適用於線性排列之陣列，如果要應用於扇形排列之陣列，需將計算之公式加以修正，圖 3-10 為欲設計之扇狀排列天線陣列示意圖，如圖所示，我們將 N 組單位元素天線擺置於 x-y 平面，以平面原點為訊號饋入點，而所有單位元素天線均距離饋入點相同半徑 a 並與 y 軸夾角度 ψ_n ，其中各單位元素天線相對於原點之方向向量如下

$$\vec{r}_1 = \vec{x}a \sin \varphi_1 + \vec{y}a \cos \varphi_1$$

$$\vec{r}_2 = \vec{x}a \sin \varphi_2 + \vec{y}a \cos \varphi_2$$

$$\vec{r}_n = \vec{x}a \sin \varphi_n + \vec{y}a \cos \varphi_n$$

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

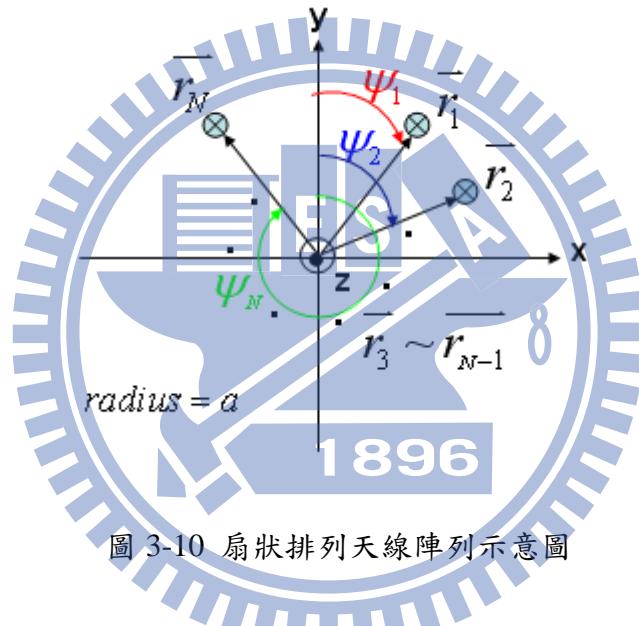


圖 3-10 扇狀排列天線陣列示意圖

與 Eq.3.1 之法不同之處在於，由 Richard J. Kozick 提出之方法僅適用於線性排列之陣列，故於 Eq.3.1 中相位差項僅與第幾支單位元素天線有關(第 n 支天線擺置位置之方向向量為 $\vec{n}\vec{d}$ ，此與觀察點單位向量作內積之結果即為 $n\vec{d} \cdot \vec{u}$)，而當我們將單位元素天線擺放成扇形分布後，此相位差項必須予以修正，修正結果之計算合成場形公式如下

$$b(\vec{u}) = \sum_{n=1}^N w_n P_n(\vec{u}) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} \vec{r}_n \cdot \vec{u}) \quad (3.2)$$

$$= \sum_{n=1}^N w_n P_n(\vec{u}) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta \sin(\varphi_n + \phi)) \quad (3.3)$$

其中 w_n 為能量分配至各天線單位元素之權重係數， P_n 為各單位天線之輻射場型大小， \vec{r}_n 為天線饋入端點至第 n 支單位元素之方向向量， \vec{u} 為觀察點之向量。

當我們需要計算 xy-plane 之合成場形時，可將 $\theta=90^\circ$ 代入 Eq.3.3，並可將其簡化如下式

$$b(\phi) = \sum_{n=1}^N w_n P_n(\phi) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} a \sin(\varphi_n + \phi)) \quad (3.4)$$

同理，當我們需要計算 yz-plane 之合成場形時，可將 $\theta=90^\circ$ 代入 Eq.3.3，可將其簡化如下式

$$b(\theta) = \sum_{n=1}^N w_n P_n(\theta) \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta \cos \varphi_n) \quad (3.5)$$

由此兩式我們能輕易的利用單位元素天線之輻射場形，模擬出 N 支單位元素天線以扇狀排列組成之天線陣列之輻射場形。

3.3 扇狀輻射場形之估計與優化

我們的目的是要設計出輻射波束指向 end-fire 方向並涵蓋大角度的天線以便應用於基地台，但於 3.1 中提到之單一導體洩漏波帶狀天線雖具備輻射主波束指向 end-fire 方向，但其 E-plane 之半功率波束寬角度僅約 30° 。因此我們欲利用扇形陣列以期能達到增加半功率波束寬角度之效果，圖 3-9 為此示意圖。

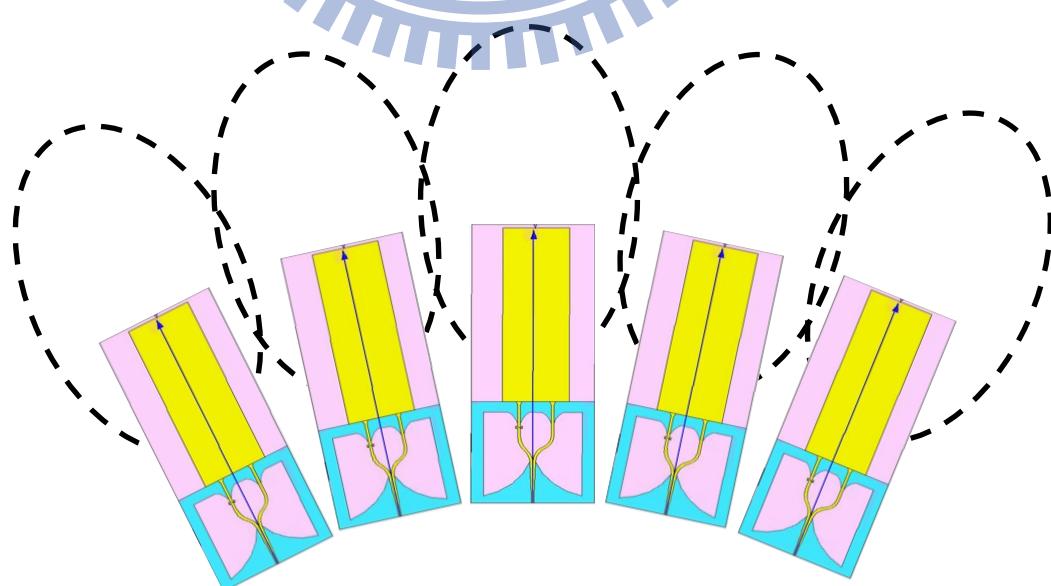
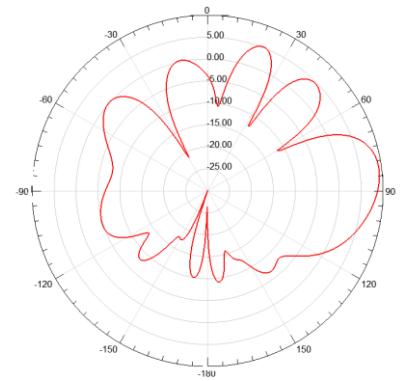
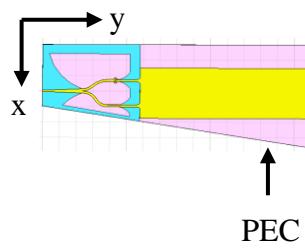


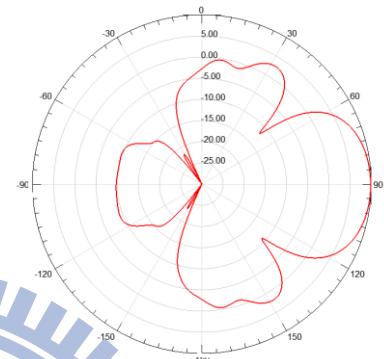
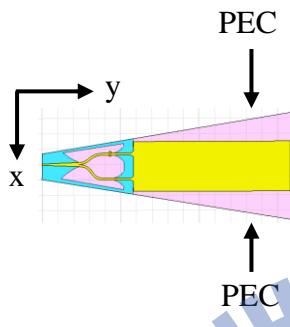
圖 3-9 扇狀排列天線陣列示意圖

由於我們需要的效果是更寬的半功率波束角度，最直觀之方法就是將扇型陣列之單位元素間的夾角增大，但若持續增大所夾角度，則輻射場型之漣波(Ripple)將會漸趨明顯，此為我們不希望之結果，所以如何透過調整陣列中之各項參數，包括單位元素擺設之半徑以及單位元素間所夾之角度，以達到我們所期望之輻射場型是非常冗長且未知的，而且當我們設計之陣列所用之單位元素增加，天線尺寸相對於應用頻率之波長相對來說過大，則利用電磁模擬軟體所需耗費計算的時間也更加冗長，此時上小節所提到之扇狀排列天線陣列場型合成理論將會是最有利的工具，透過此方法對扇型陣列之輻射場型做初步的估計，找出適當的陣列參數後再利用電磁模擬軟體進行模擬並驗證結果。

利用扇形排列天線陣列場型合成理論計算輻射場型，首先我們必須求出各單位元素之輻射場型，以六元素扇狀排列為例，其為以半徑 130mm，單位元素間夾角 20° 之六元素扇形陣列，而圖 3-11 為其 E-plane 場型合成步驟圖，我們需要取得三種場型，分別為陣列最左邊、中間以及最右邊之場型，由於此單位元素均被激發第一高階洩漏波模態，故兩單位元素彼此相鄰面與電場方向垂直，故彼此元素間皆設置完美導體(PEC)之邊界條件，如圖 3-11(a)，我們將右邊之邊界條件設置為完美導體以取得最左邊之單位元素場型；如圖 3-11(b)，我們將左右兩邊之邊界條件設置為完美導體以取得位於中間之各單位元素場型；如圖 3-11(c)，我們將左邊之邊界條件設置為完美導體以取得右邊之單位元素場型。再以電磁模擬軟體將各單位元素之 E-plane 場型 $P_1(\emptyset)$ 、 $P_2(\emptyset)$ 、……、 $P_6(\emptyset)$ 分別求出，再將結果代入 Eq.3.4 以求得此扇狀排列天線陣列之 E-plane 輻射場型。圖 3-11(d)為利用扇狀排列天線陣列場型合成理論估計之輻射場型與電磁模擬軟體之比較，由圖可發現趨勢大致相同，主波束部分之 dip 點均有符合。



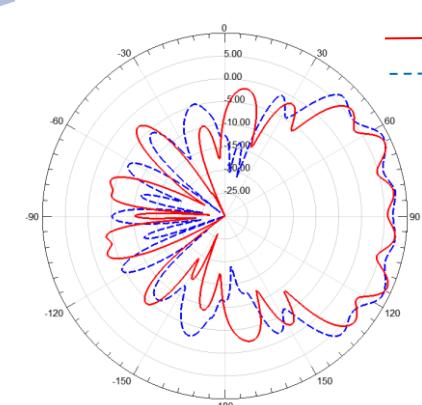
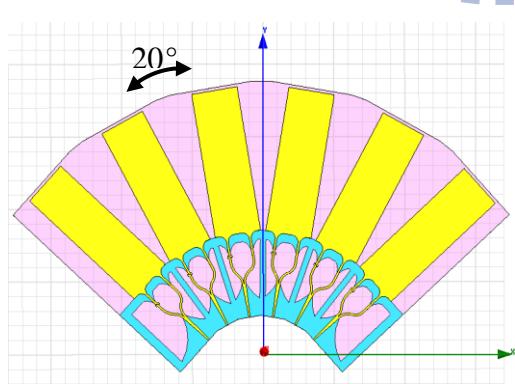
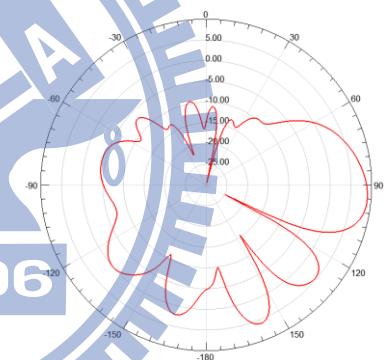
(a)



(b)
1896



(c)



(d)

圖 3-11 (a)扇狀排列陣列最左側之單位天線；(b)中間之單位天線；(c)最右側之單位天線；(d)利用 Eq.3.4 計算之六元素扇狀天線陣列場型與模擬比較。

在利用扇狀排列天線陣列場型合成理論調整陣列之各項參數以找出最佳輻射場型時，我們發現了一項特別的現象，由前面 3.1 節我們利用 SDA 分析計算出此單一導體洩漏波天線之衰減常數 α ，我們也依此數值設計出適當的天線長度 $L=100\text{mm}$ 以利此第一高階洩漏波模態能洩漏出 90% 之能量，但利用 3.1 節中設計之單位元素透過電磁模擬軟體計算出之輻射場型，透過扇形陣列合成理論計算後，不管我們如何改變單位元素擺置半徑以及兩單位元素間之夾角，始終無法減低漣波(Ripple)之現象，於是對於如何降低漣波現象我們從電流分布之分析著手。

由於我們探討應用之模態為第一高階洩漏波模態，天線之截面(xz-plane)電流大小分布如圖 3-12(a)所示，而經過傅立葉轉換我們可得出其遠場場型如圖 3-12(b)所示，而其關係即隨著電流分布越寬，遠場場型之主波束將漸趨集中，而電流分布越窄時，遠場場型之主波束將呈現較寬之角度[12]。

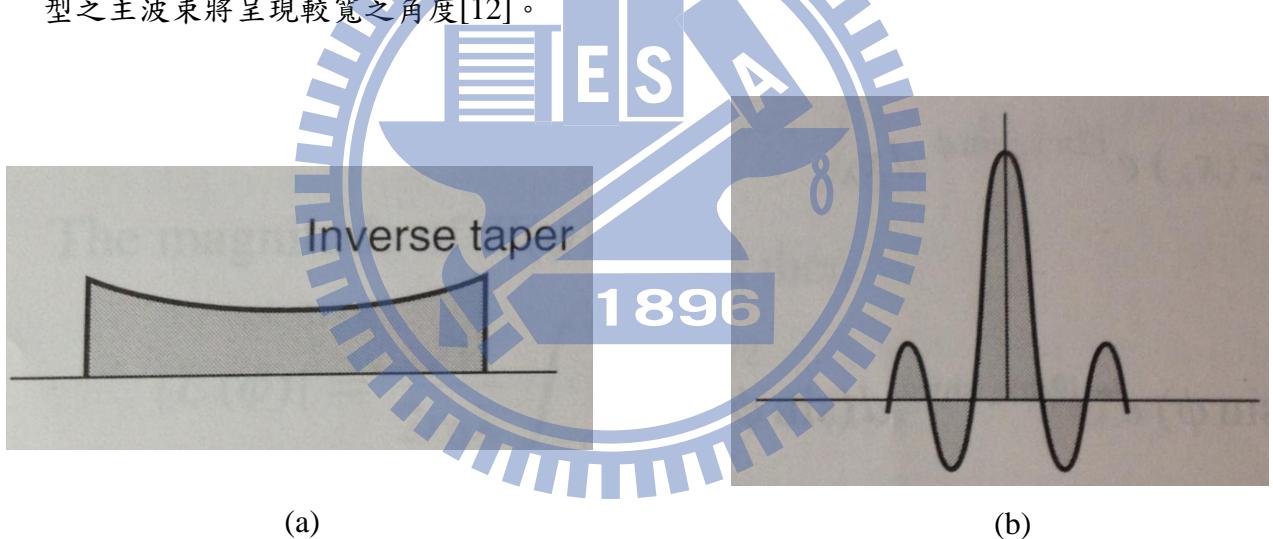


圖 3-12 (a)天線之截面(xz-plane)電流大小分布;(b) 傅立葉轉換後其遠場場型

我們面臨的問題是單一元素之輻射場型過窄，合成陣列後才會造成扇形波束發生漣波之現象，所以我們必須縮小電流於天線截面(xz-plane)之分布範圍，但由於天線寬度 W 直接影響此單一導體洩漏波帶狀天線之傳播係數，此意味著只要我們一縮小天線寬度 W ，則此天線之輻射頻率以及頻寬皆同時改變，不符合我們需求，因此我們利用加長單位元素之長度達到相同的效果，如圖 3-13 所示，當我們將扇形天線陣列之橫截面長度 W_{a1} 與 W_{a2} 正規化至相同長度 W_a 時，則具較長單位元素之天線陣列其電流分布範圍相對較

窄，故遠場場型之主波束角度寬相對較寬，扇形天線陣列組成之合成場型亦較為圓滑，有效達到減低漣波之現象，圖 3-14 為不同長度之六元素扇狀排列天線陣列合成場型比較圖，可以明顯發現隨著單位元素增長，漣波之情形有效達到抑制，表 3-1 為模擬數據比較結果。

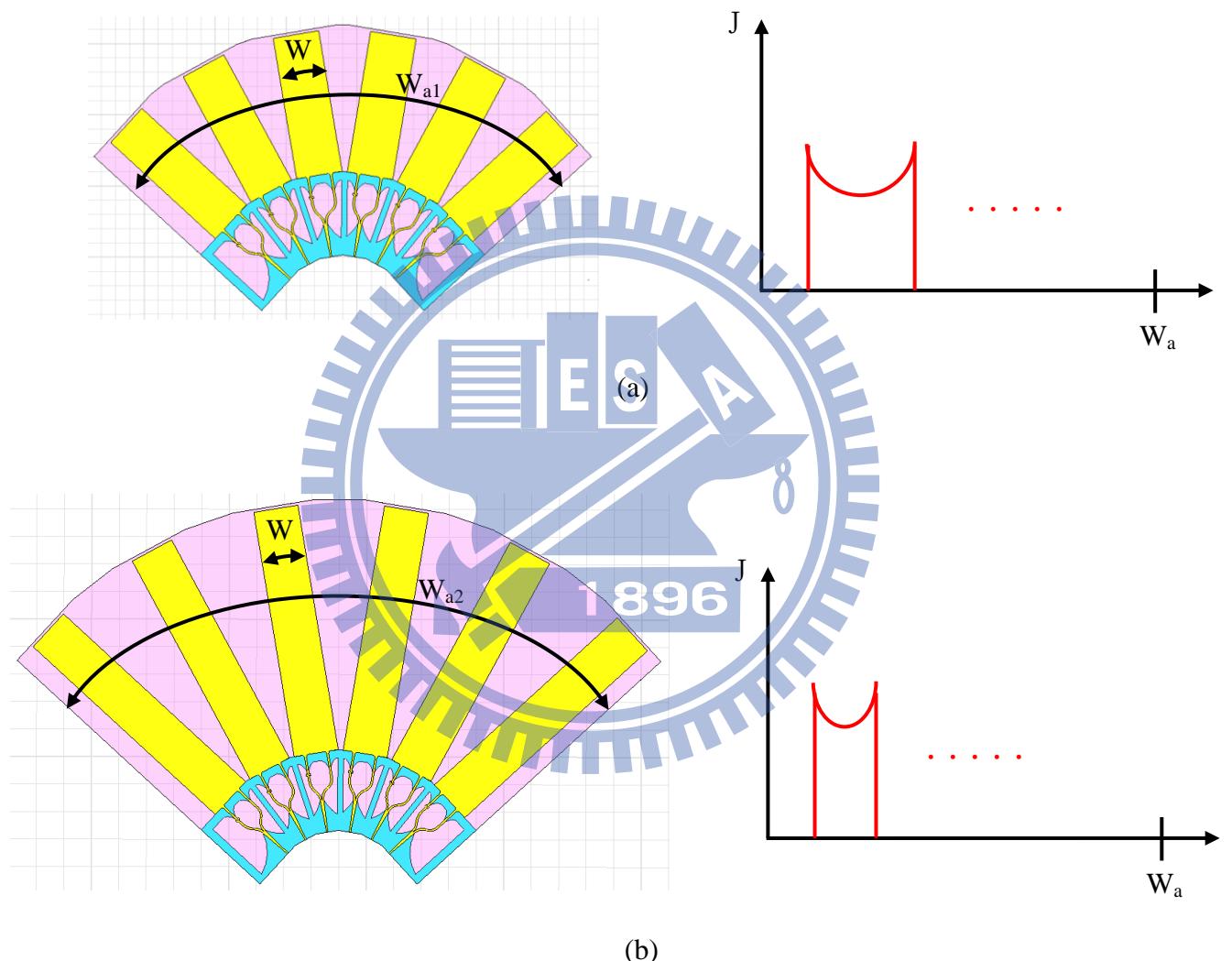


圖 3-13 (a)單位元素尺寸較短之天線與天線闊度歸一化後之電流分布；(b)單位元素尺寸較長之天線與天線闊度歸一化後之電流分布。

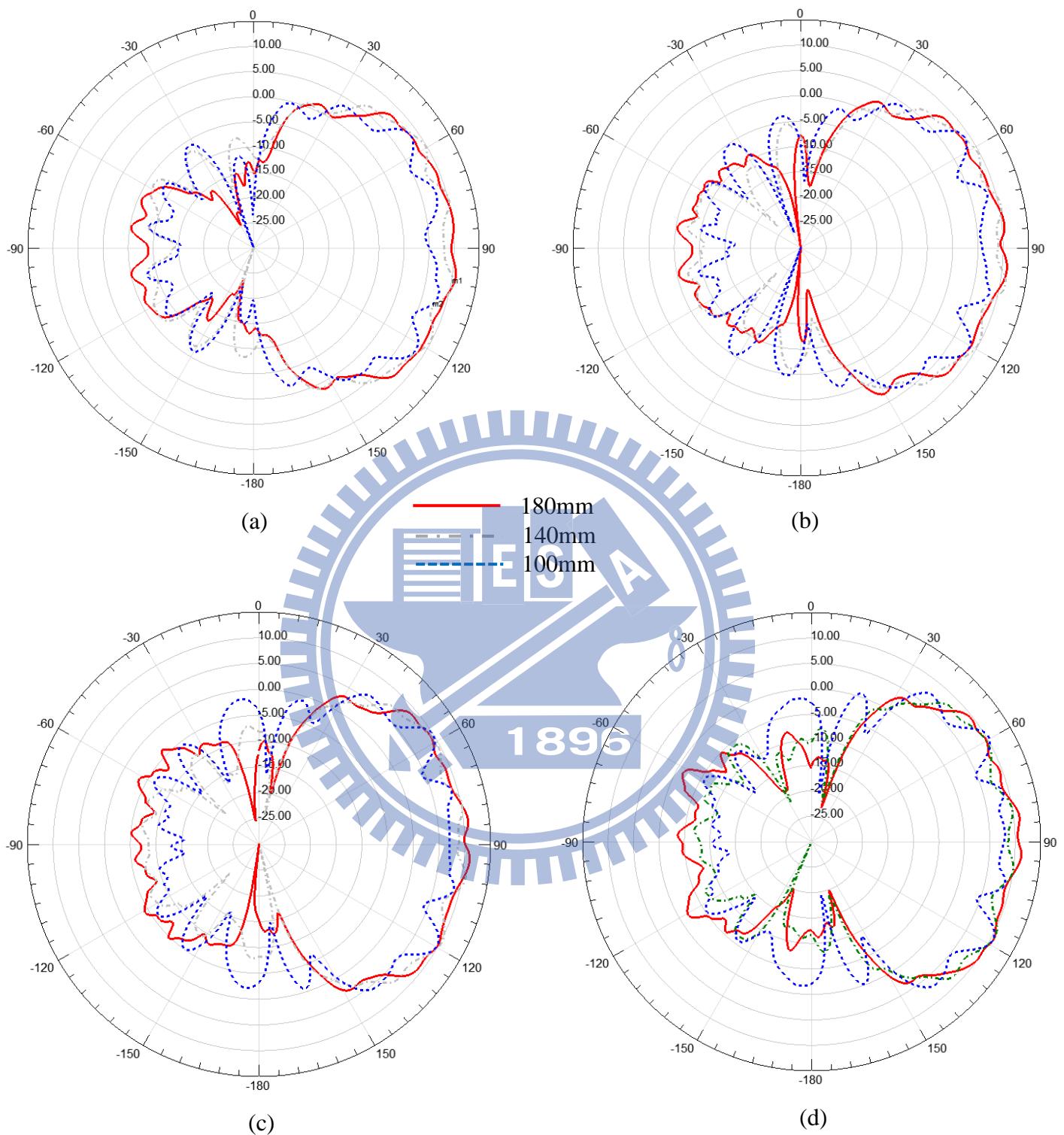


圖 3-14 不同長度之六元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 之合成場型比較圖。

	100mm	140mm	180mm
5.2GHz	3.58dB	2.68dB	0.68dB
5.4GHz	4.85dB	2.15dB	0.94dB
5.6GHz	5.50dB	3.16dB	0.96dB
5.8GHz	6.14dB	2.87dB	0.79dB

表 3-1 不同長度單位元素天線於各頻率點之漣波大小比較。

3.4 半功率波束寬角度 70° 之扇形排列天線陣列

3.4.1 五元素扇狀排列天線陣列設計

在本小節，我們將利用 3.1 節所設計之單一導體洩漏波帶狀天線排列成扇形陣列，由於此天線之半功率波束寬角度約 30° ，若欲應用於基地台天線，輻射波束涵蓋範圍太小，故透過 3.2 節之扇狀排列天線陣列場型合成理論模擬五支單位元素所組成的天線陣列，並適當調整扇形半徑、單位元素間所夾角度及單位元素天線長度以合成出漣波較小之扇形輻射場型，圖 3-15 為此五元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖，其中扇形半徑為 130mm，兩元素間夾角 20° ，天線長度 $L=140\text{mm}$ 。

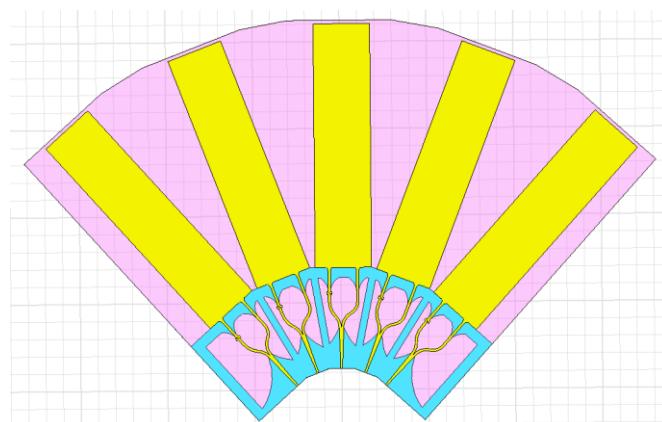


圖 3-15 五元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖。

3.4.2 一對五功率分波器

作為五元素扇狀排列天線陣列之饋入電路，我們於此設計一對五功率分波器[13]如圖 3-16 所示，每個埠之線寬均設計於阻抗為 50Ω ，其中由埠 2 至埠 6 之五個埠並聯之等效阻抗為 10Ω ，而由埠 1 端以緩變之方式將帶線寬度漸增，與五個子埠交接處以圓弧狀之帶線連接五埠，此弧線之長度等效之阻抗即為 10Ω ，而埠 2、3、5 及埠 6 均有相位補償之路徑以確保埠 2 至埠 6 相位保持相同。圖 3-17 為此一對五功率分波器之 S 參數模擬圖，由圖中所示，其 S_{11} 均在 -15dB 以下，而 $S_{21}、S_{31}、\dots、S_{61}$ 大約在 -7.6dB 至 -8.1dB 左右，圖 3-18 為埠 2 至 6 埠之相位，由圖中所示，5 埠彼此間之差距均小於 1° ，由此可知此一對五功率分波器確實將能量均分並且無造成相位差。

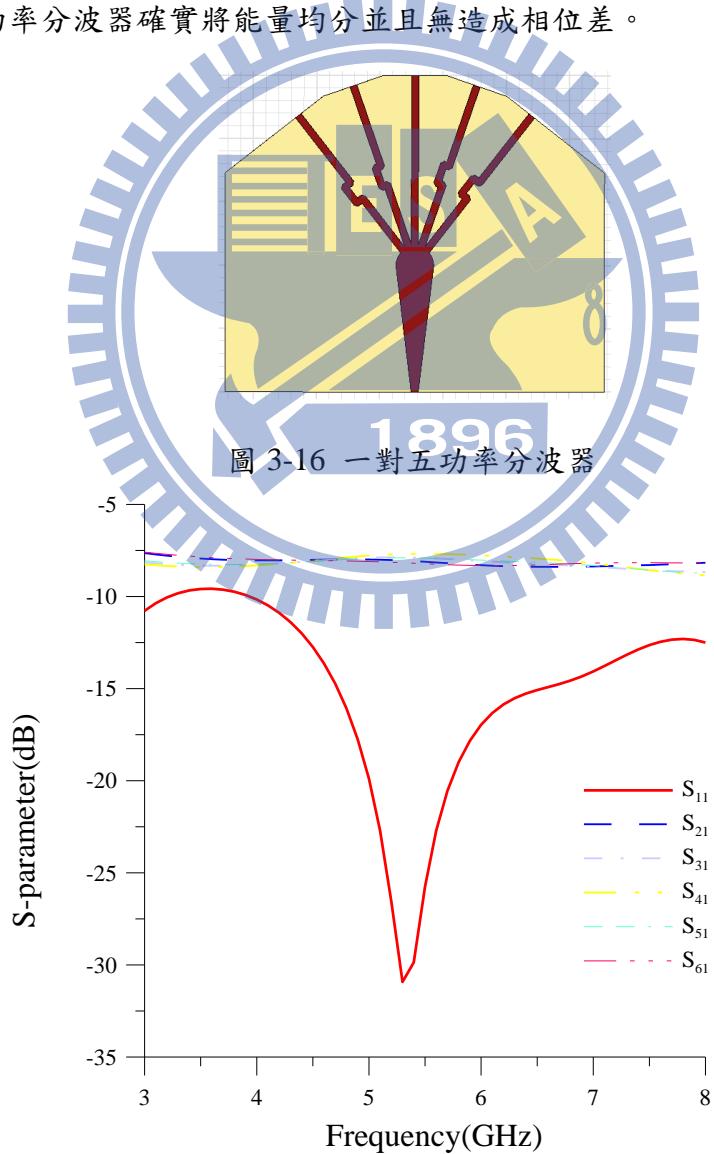


圖 3-17 一對五功率分波器之 S 參數模擬圖

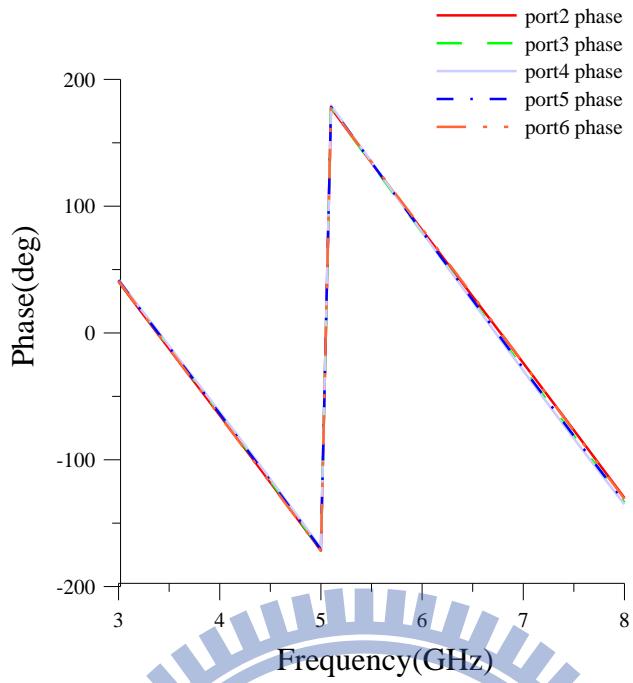


圖 3-18 一對五功率分波器埠 2 至 6 埠之相位

3.4.3 五元素扇狀排列天線陣列

將上節設計之一對五功率分波器結合 3.4.1 之五元素扇狀排列天線陣列，圖 3-19 為其尺寸及電路示意圖，圖 3-20 為此天線之反射損耗模擬圖，圖中所示其頻寬為 4.48GHz~6.33GHz。而此天線陣列在我們設計應用頻段之輻射場型如圖 3-21(a)、(b)、(c)、(d) 所示，分別為此天線陣列在 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 E-plane(xy-plane) 輻射場型，最大增益值分別為 7.98dBi、7.95dBi、7.78dBi 與 8.05dBi，而此天線陣列於各頻率點之半功率波束寬角度約拓寬至 70° ，相當符合我們應用所需求。圖 3-22 分別為此天線陣列在 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(yz-plane) 輻射場型，由圖可知，此天線陣列之輻射場型仍固定於 end-fire 方向，符合我們的預期。

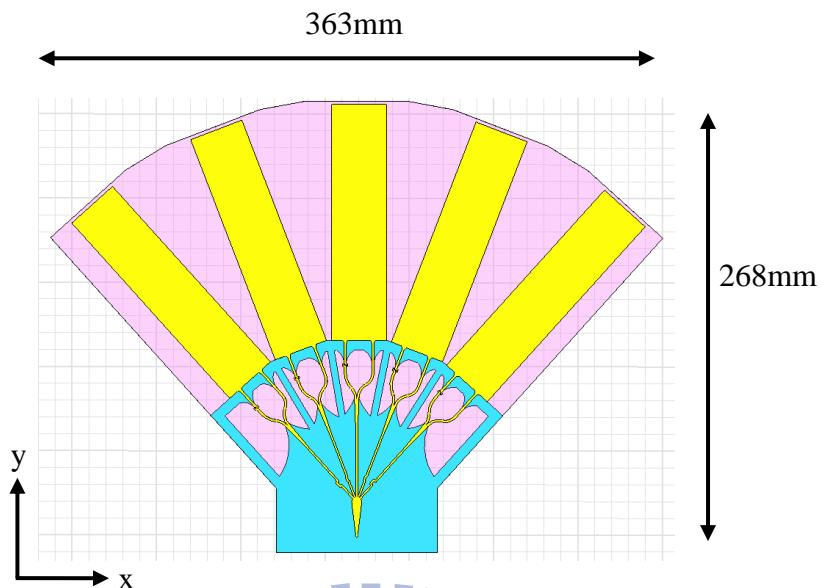


圖 3-19 五元素扇狀排列天線陣列尺寸及電路示意圖

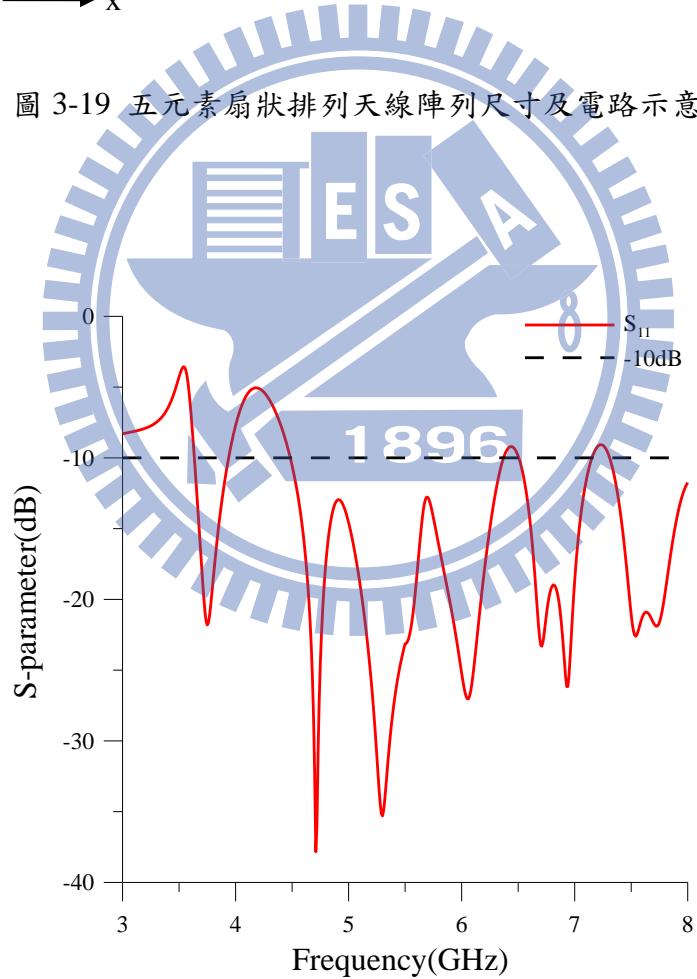


圖 3-20 五元素扇狀排列天線陣列之反射損耗模擬圖

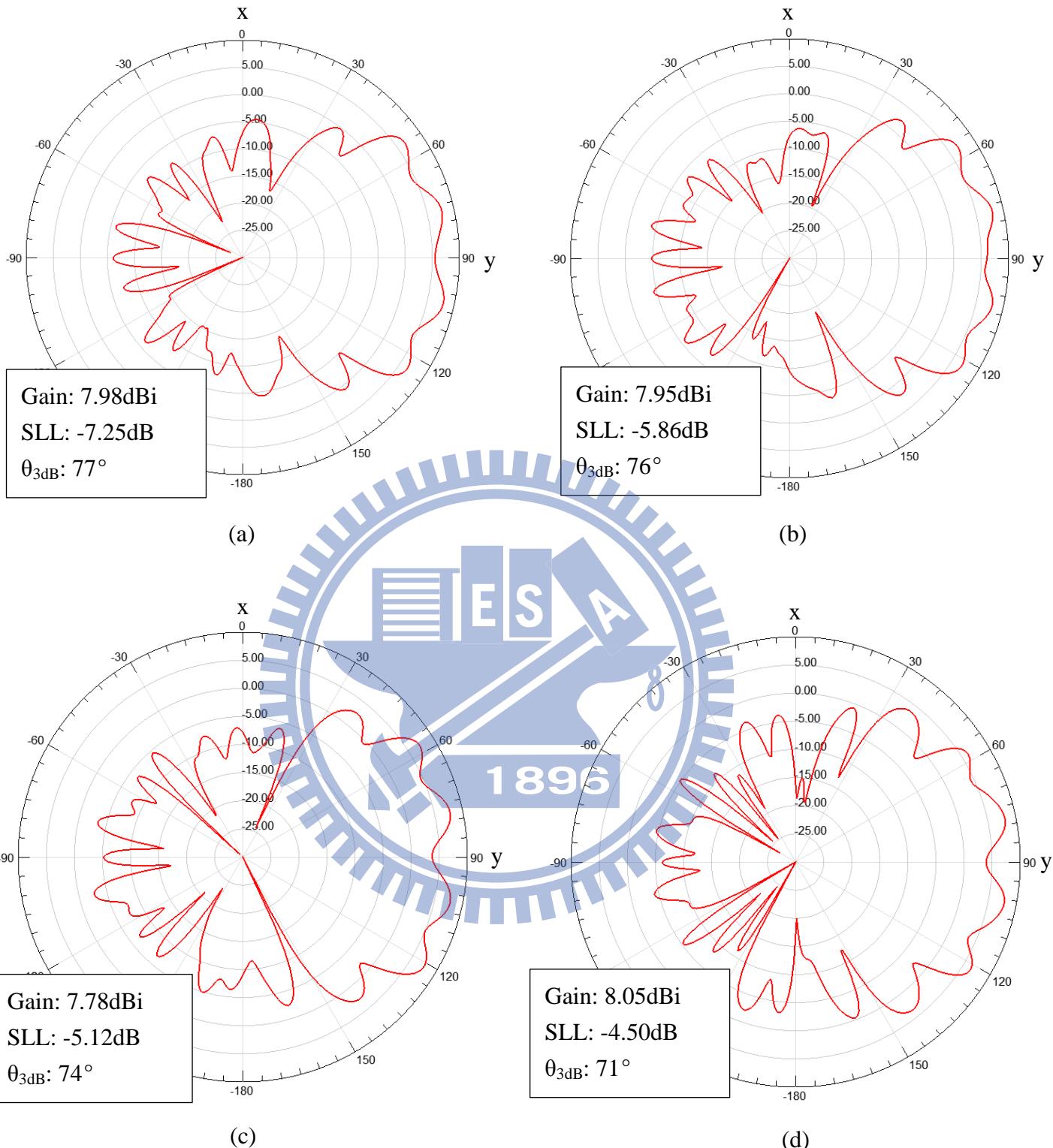


圖 3-21 五元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz;(b)5.4GHz;(c)5.6GHz;(d)5.8GHz時模擬之E-plane(xy-plane)輻射場型。

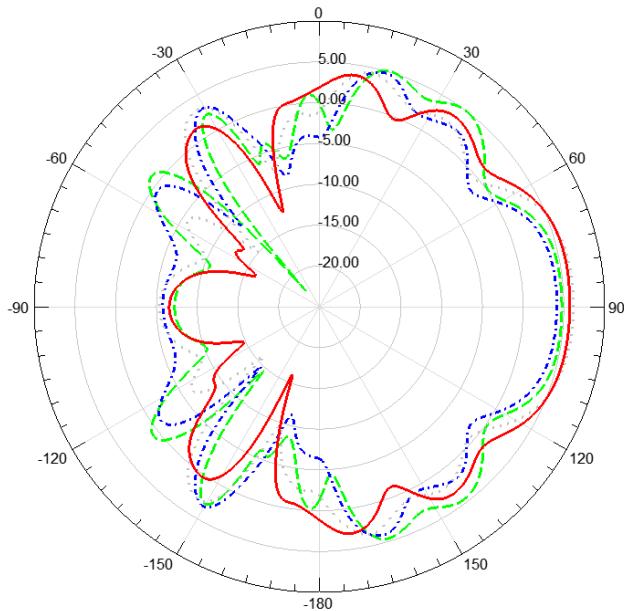


圖 3-22 五元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz;(b)5.4GHz;(c)5.6GHz;(d)5.8GHz時模擬之 H-plane(xy-plane)輻射場型。

3.5 半功率波束寬角度 90° 之扇形排列天線陣列

3.5.1 六元素扇狀排列天線陣列設計

與 3.4.1 小節相同，我們將利用 3.1 節所設計之單一導體洩漏波帶狀天線排列成扇形陣列，透過 3.2 節之扇狀排列天線陣列場型合成理論模擬六支單位元素所組成的天線陣列，並適當調整扇形半徑、單位元素間所夾角度及單位元素天線長度以合成出漣波較小之扇形輻射場型，圖 3-23 為此六元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖，其中扇形半徑為 130mm，兩元素間夾角 20° ，天線長度 $L=180\text{mm}$ 。

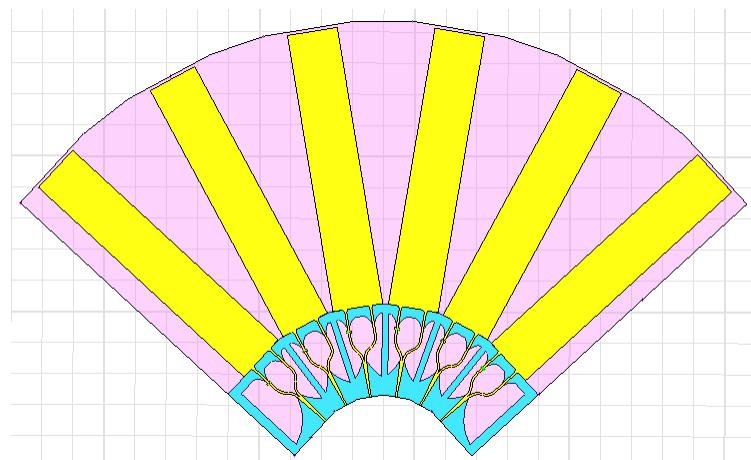


圖 3-23 六元素扇狀排列天線陣列結構俯視圖。

3.5.2 一對六功率分波器

作為六元素扇狀排列天線陣列之饋入電路，我們以三組一對二功率分波器與一組一對三[13]功率分波器組合設計此一對六功率分波器如圖 3-24(a)、(b)、(c)所示，其分別為一對二、一對三與一對六功率分波器。其中一對二功率分波器之埠 1 至埠 3 帶線寬度均設計為阻抗 50Ω ，而分波點之帶線寬度設計為阻抗 26Ω 以達到阻抗匹配之效果。一對三功率分波器之埠 1 至埠 4 帶線寬度均設計為阻抗 50Ω ，而由埠 1 端以緩變之方式將帶線寬度漸增，與三個子埠交接處以圓弧狀之帶線連接三埠，此弧線之長度等效之阻抗約為 17Ω ，而埠 2 至 4 均有相位補償之路徑以確保埠 2 至埠 4 相位保持相同。圖 3-25 為此一對六功率分波器之 S 參數模擬圖，由圖中所示，其 S_{11} 均在 -15dB 以下，而 $S_{21}、S_{31}、\dots$ 、 S_{71} 大約在 -8.0dB 至 -8.3dB 左右，圖 3-26 為埠 2 至 7 埠之相位，由圖中所示，6 埠彼此間之差距均小於 2° ，由此可知此一對六功率分波器確實將能量均分並且無造成相位差。

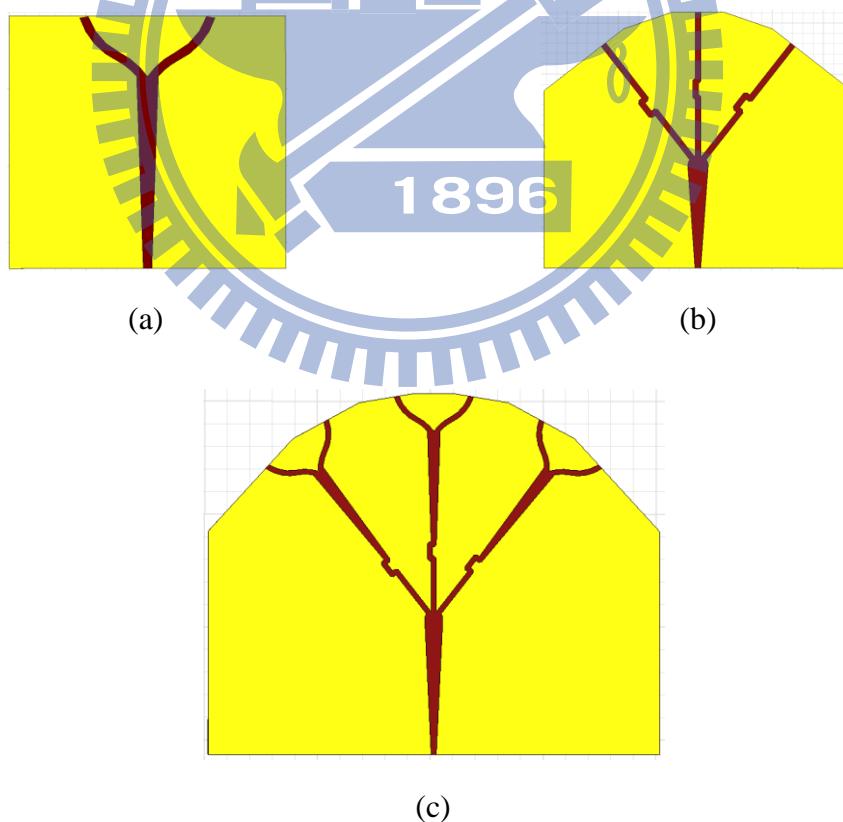


圖 3-24 (a)一對二功率分波器；(b)一對三功率分波器；(c)一對六功率分波器

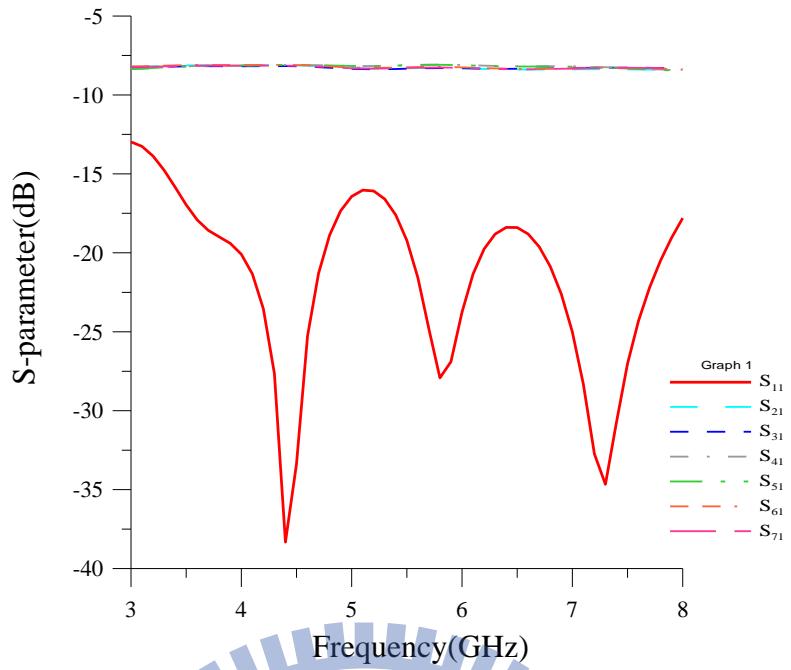


圖 3-25 一對六功率分波器之 S 參數模擬圖

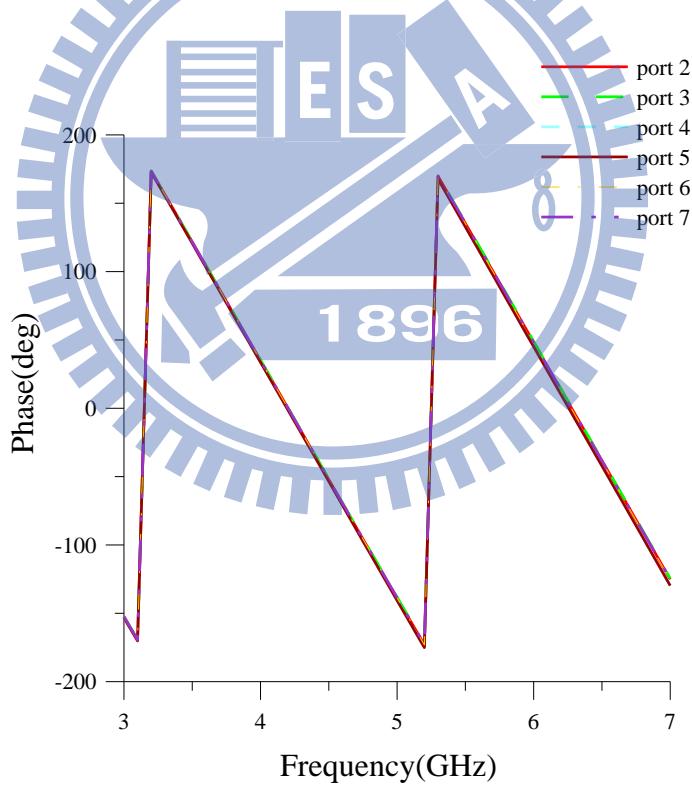


圖 3-26 一對六功率分波器埠 2 至 7 埠之相位

3.5.3 六元素扇狀排列天線陣列

將上節設計之一對六功率分波器結合 3.5.1 之六元素扇狀排列天線陣列，圖 3-27 為

此天線之反射損耗模擬圖，圖 3-28 為其尺寸及電路示意圖，圖中所示其當頻率大於 4.34GHz 後反射損耗均低於-10dB。而此天線陣列在我們設計應用頻段之輻射場型如圖 3-29(a)、(b)、(c)、(d)所示，分別為此天線陣列在 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 E-plane(xy-plane)輻射場型，最大增益值分別為 7.27dBi、7.10dBi、7.63dBi 與 8.40dBi，而此天線陣列於各頻率點之半功率波束寬角度約拓寬至 90°，相當符合我們應用所需求。圖 3-30 分別為此天線陣列在 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(yz-plane)輻射場型，由圖可知，此天線陣列之輻射場型仍固定於 endfire 方向，符合我們的預期。

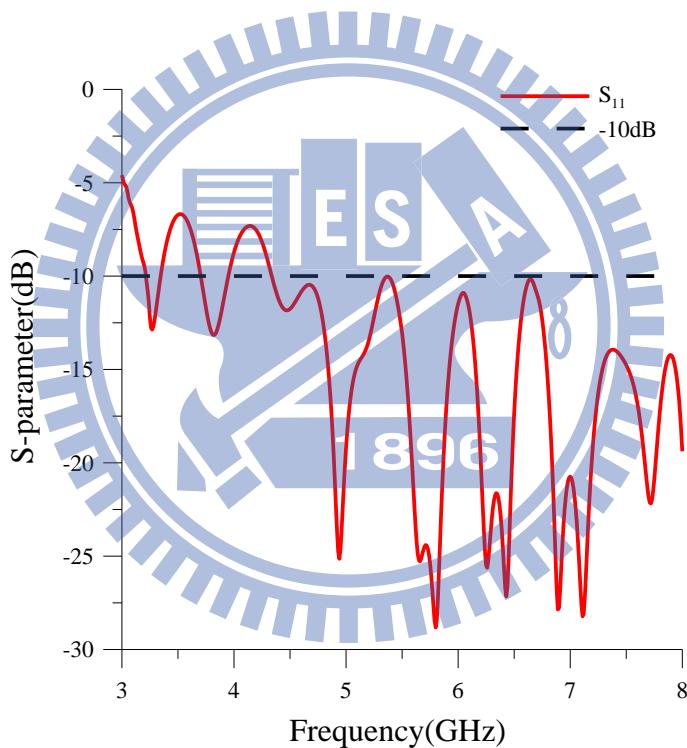


圖 3-27 六元素扇狀排列天線陣列之反射損耗模擬圖

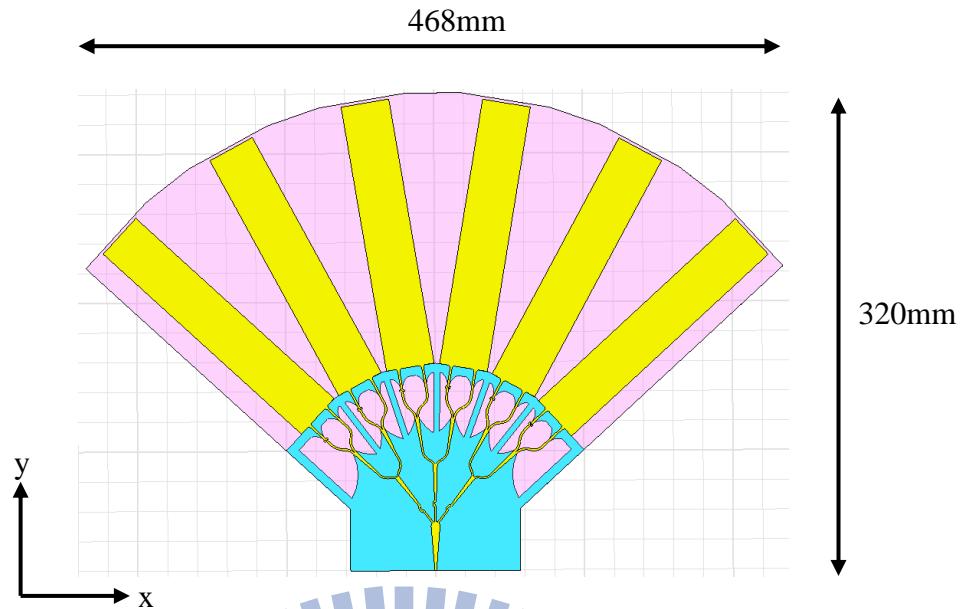
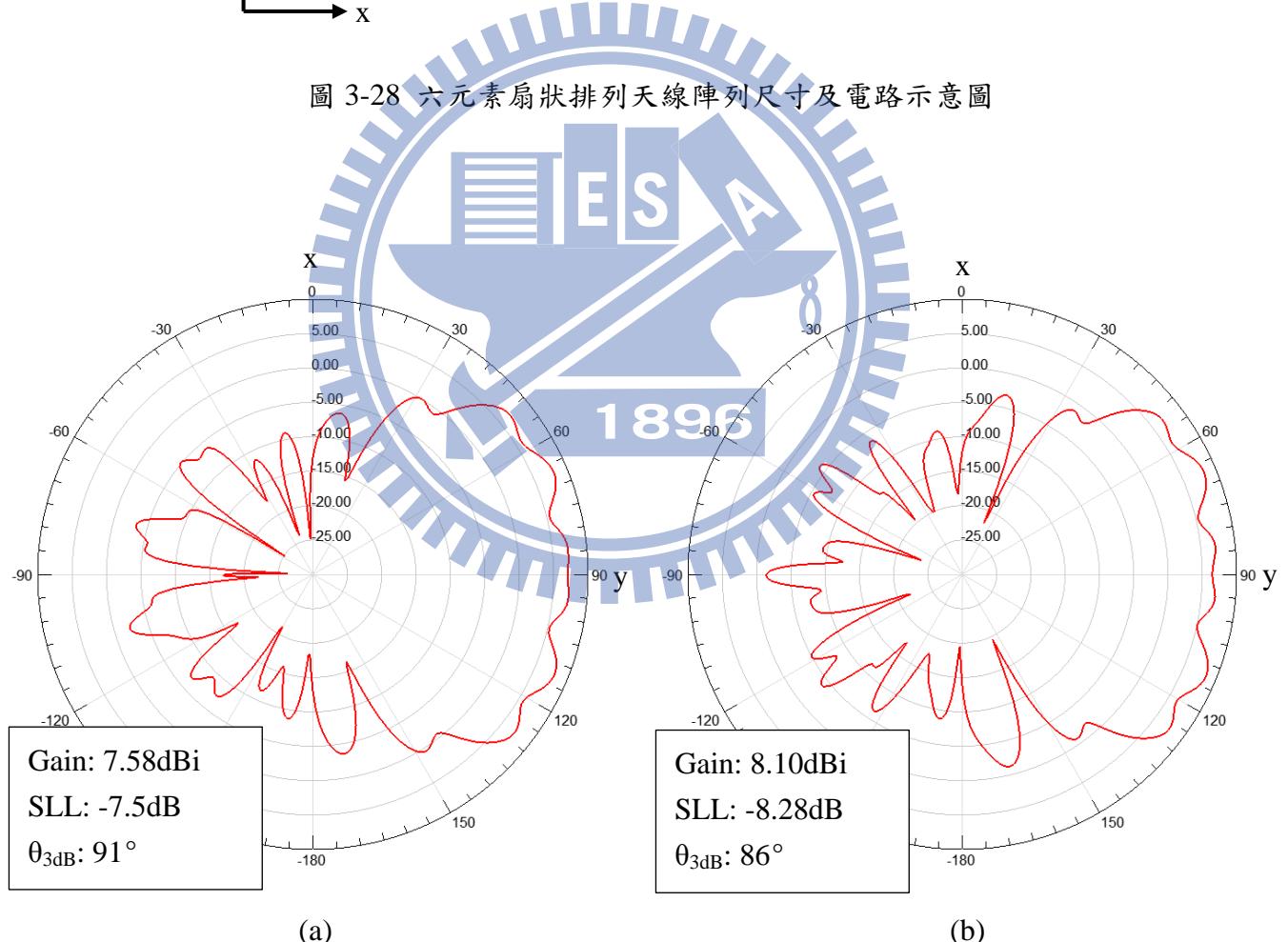


圖 3-28 六元素扇狀排列天線陣列尺寸及電路示意圖



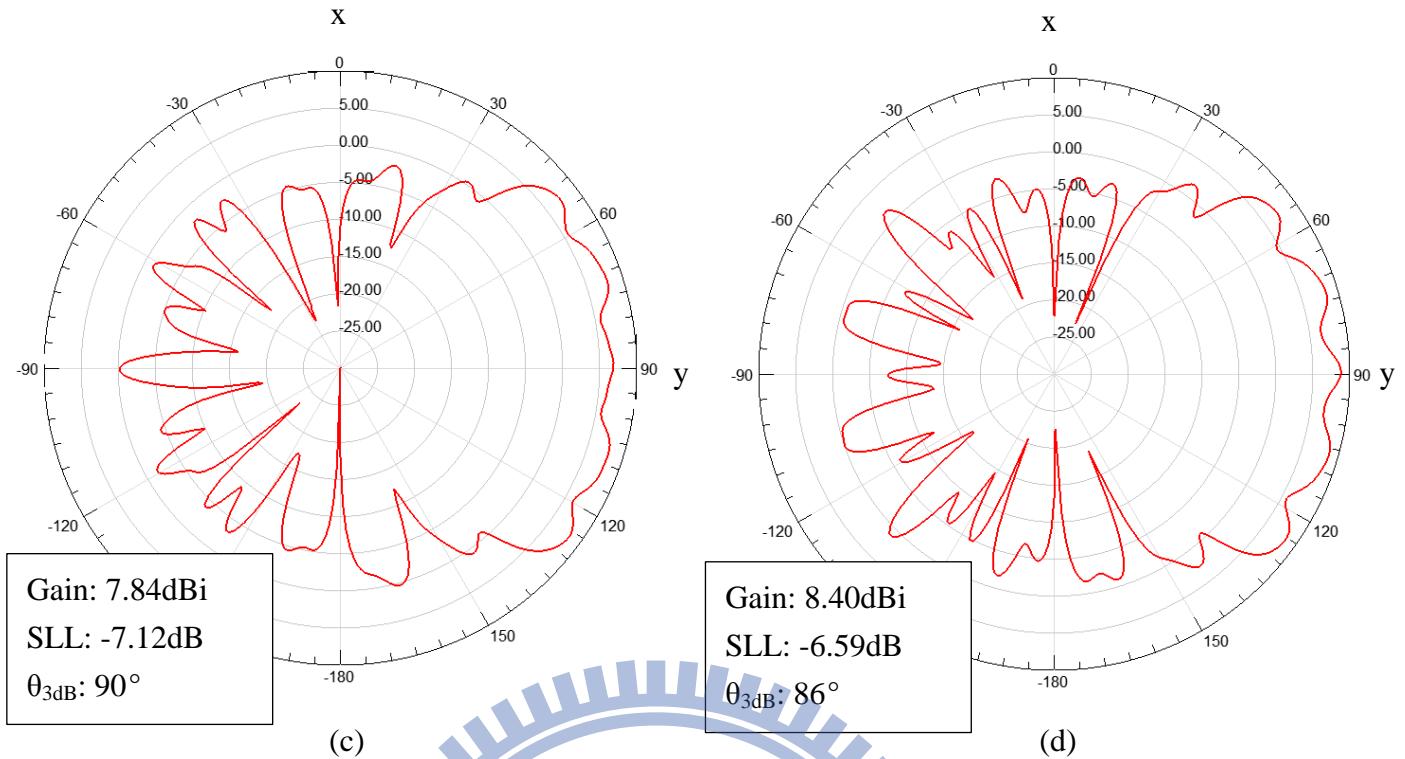


圖 3-29 六元素扇狀排列天線陣列於(a)5.2GHz；(b)5.4GHz；(c)5.6GHz；(d)5.8GHz 時模擬之 E-plane(xy-plane)輻射場型。

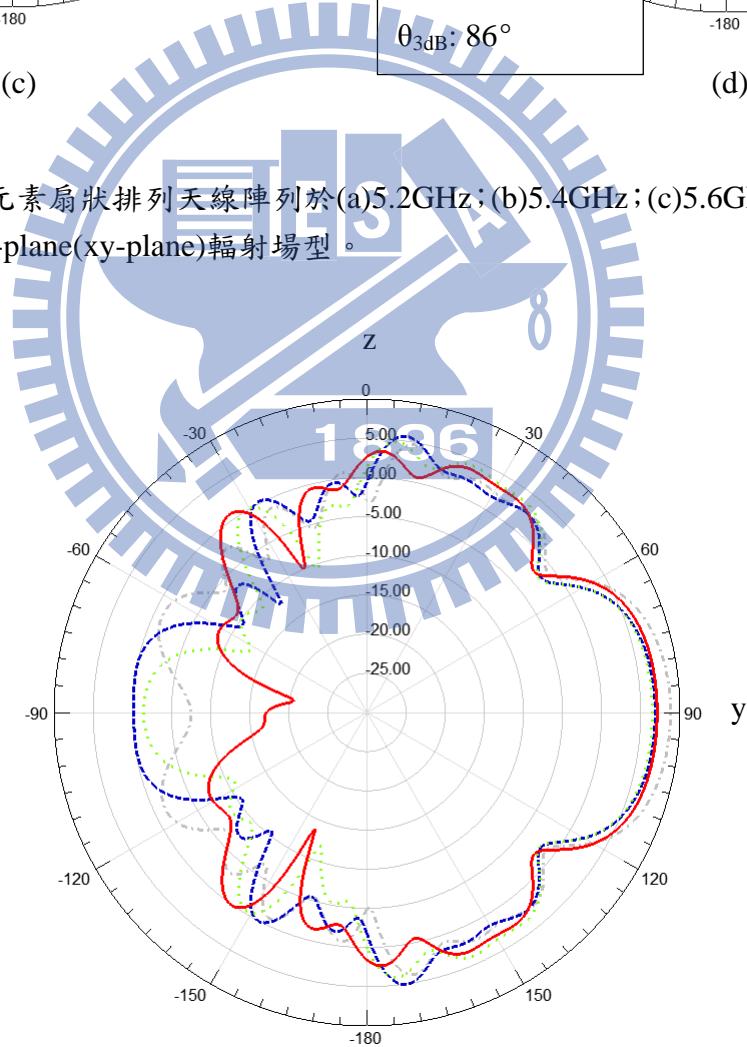


圖 3-30 六元素扇狀排列天線陣列於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(xy-plane)輻射場型。

第四章 智慧型天線於基地台之應用

於本論文中，我們的目標是設計出能夠應用於基地台之智慧型天線，而一般基地台天線的第一要素即波束之涵蓋範圍要求廣，增益值卻又有一定標準的要求，欲達到此兩大特色之方法有二，其一是設計一高增益天線並配置能夠旋轉波束方向之裝置，另一方法為於多個方位放置具有扇形輻射寬波束之天線，加上具切換效果之裝置以達到輻射波束範圍涵蓋較大之角度，本論文即透過上述法二完成基地台天線之需求。

4.1 智慧型天線系統簡介

一般對於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、掃描式或自適式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，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，可自該波束接收到最大功率來提高通信品質；而發射信號時，除了可讓接收端收到最大的功率之外，同時也會對其他接收設備減少干擾與降低多重路徑效應的影響。

由於單一導體洩漏波帶狀天線具有固定於 end-fire 方向之主波束，因此希望能藉由擺置數個單一導體洩漏波帶狀天線陣列，利用射頻開關切換輻射主波束以達到涵蓋全向性之效果，如圖 4-1 為四組單一導體洩漏波帶狀天線陣列搭配微波高頻開關切換輻射主波束的示意圖。

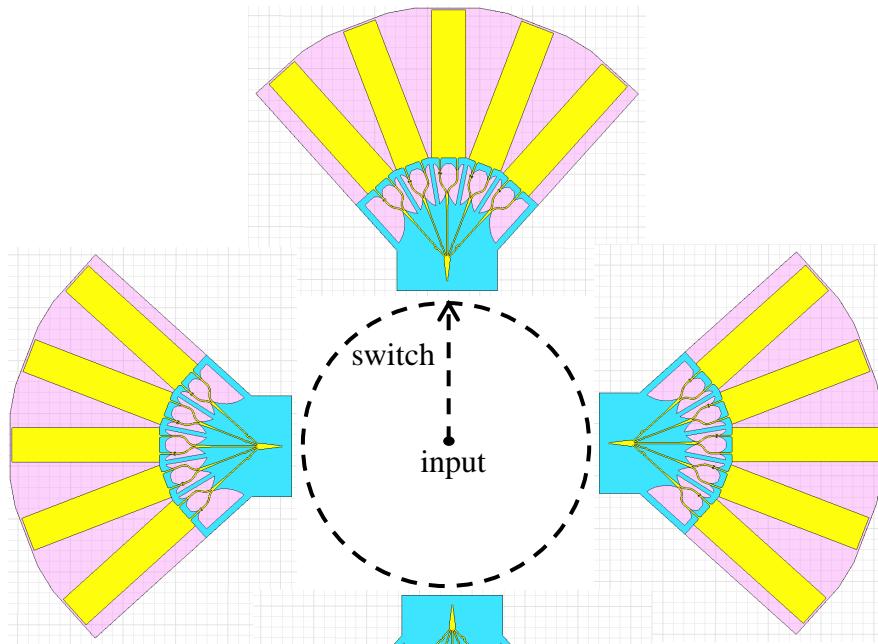


圖 4-1 四組單一導體洩漏波帶狀天線陣列搭配微波高頻開關切換輻射主波束的示意圖。

4.2 射頻切換器

4.2.1 射頻切換器介紹

射頻切換器(RF 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。射頻切換器電路型式主要有兩種，PIN 二極體及砷化鎵(GaAs, Gallium arsenide)微波單晶積體電路(MMIC)，其中 PIN 二極體射頻切換器一般用於低功率、高速率及高可靠度之應用；而砷化鎵微波單晶積體電路通常使用於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切換模式，圖 4-2 為本論文中所使用的類型：單刀四擲開關(single-pole four-throw, SP4T)。

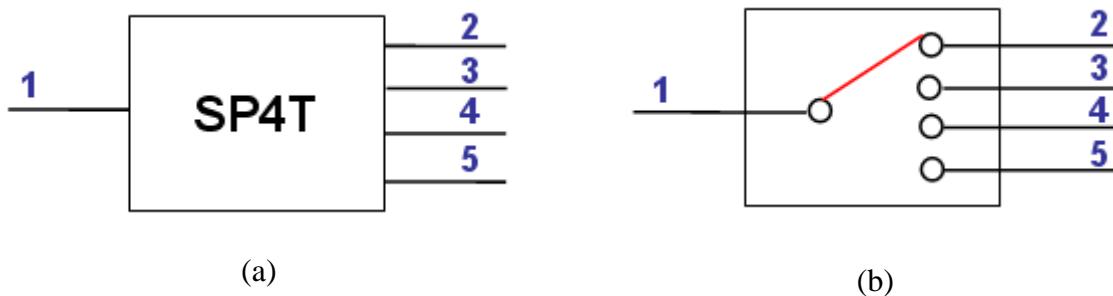


圖 4-2 單刀四擲射頻切換器(a)符號；(b)方塊圖。

本文中射頻切換器使用 HEXAWAVE 之型號 HWS451 的 IC，圖 4-3 為此砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之封裝後尺寸大小規格，封裝後 IC 大小約為 3mm×3mm，圖 4-4 為此射頻開關之偏壓電路圖，其操作頻率範圍從 DC 至 6GHz，RFC 為射頻訊號輸入端，RF1、RF2、RF3、RF4 為射頻訊號輸出端，VC1、VC2、VC3、VC4 為直流偏壓，此四值之邏輯值可控制射頻訊號由哪埠輸出， C_A 為 8pF 之旁路電容(by pass capacitor)， C_B 為 8pFf 之直流阻絕電容(DC blocking capacitor)。表 4-1 為此 SP4T 射頻切換器之邏輯表，可依此邏輯表控制偏壓，切換訊號輸出方向。

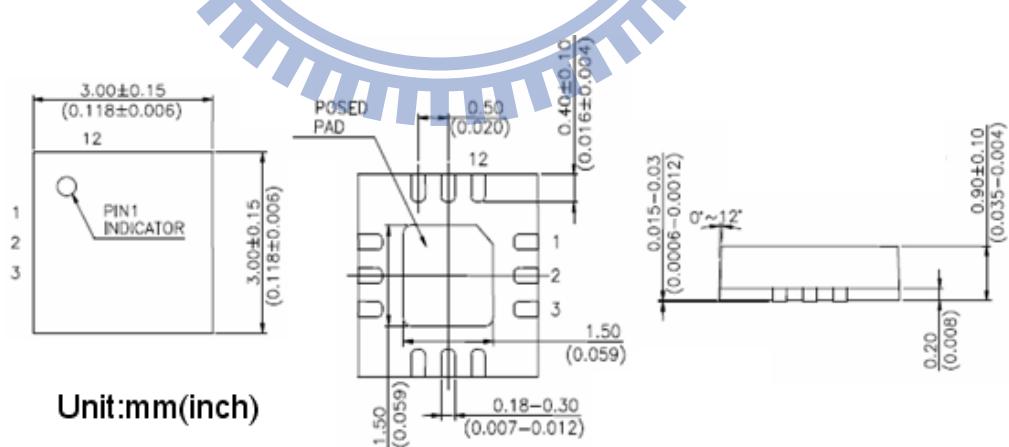


圖 4-3 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之封裝尺寸大小規格。

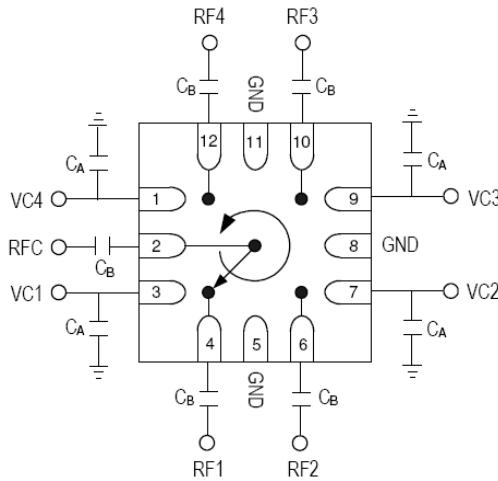


圖 4-4 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之偏壓電路圖。

<i>VC1</i>	<i>VC2</i>	<i>VC3</i>	<i>VC4</i>	<i>RFC – RF1</i>	<i>RFC – RF2</i>	<i>RFC – RF3</i>	<i>RFC – RF4</i>
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 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之邏輯表。

4.2.2 射頻切換器實作與量測結果

實作 SP4T 射頻切換器，我們利用與單一導體洩漏波帶狀天線相同之板材 RO4003，其介電常數為 3.55，板材厚度為 0.508mm(20mil)，由於 IC 除了旁邊三支腳位需要接地外，背面也有需要接地的部分，故我們採用 CBCPW(Conductor Backed Coplanar Waveguide)作為放置 IC 之電路布局，圖 4-5 為完整射頻切換器實作圖，圖中之四條電線

外接直流偏壓可以控制輸出訊號之流向，中間即為 HWS451 之砷化鎵 SP4T 射頻切換器元件，透過反射損耗(Return Loss)之量測，我們能夠確認射頻訊號之能量是否完全傳入切換器而不被大量反射影響輸入之訊號，透過介入損耗(Insertion Loss)的量測，我們能確認射頻訊號經過切換效果所產生之諧波衰減程度，透過隔離度(Isolation)之量測我們能確定當開關切換至某埠時，其他未使用之埠所受之干擾程度。

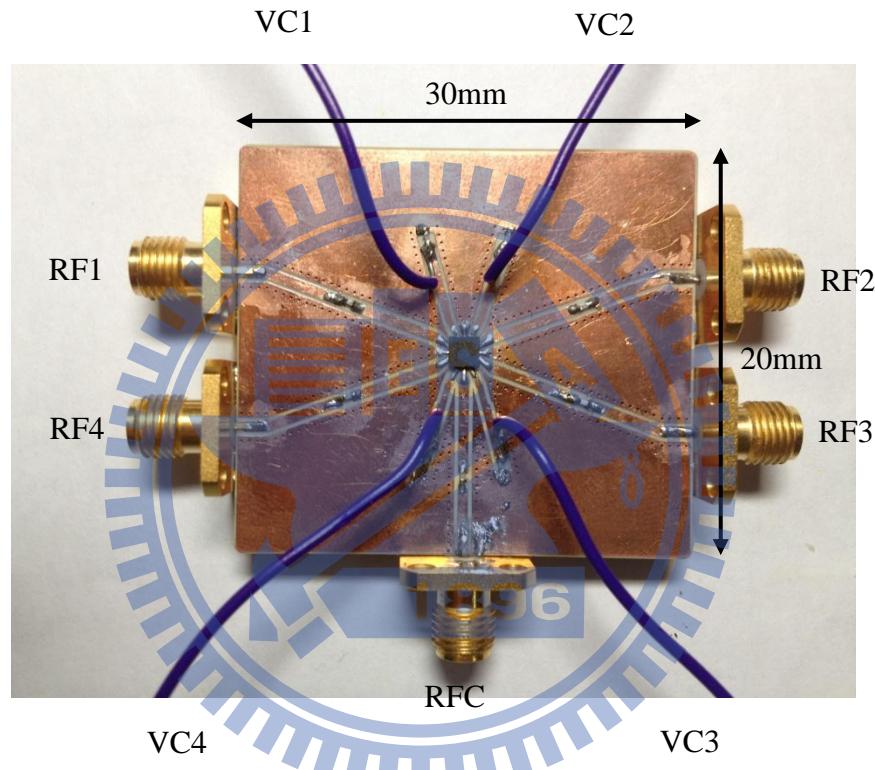


圖 4-5 砷化鎵 SP4T 切換器(GaAs SP4T switch)之實作圖。

由表 4-1 可知當邏輯輸入 $VC1=1$ 、 $VC2=0$ 、 $VC3=0$ 、 $VC4=0$ 即為 RFC 切換至 RF1 之效果，而切換至 RF2、RF3、RF4 之邏輯輸入方法雷同，而圖 4-6 分別為切換至 RF1、RF2、RF3、RF4 之情況下的介入損耗以及輸入端之反射損耗。圖 4-7 為切換至 RF1 輸出之情況下其他三個輸出端之隔離度，切換至其他埠時隔離度大致相同，故不贅述。

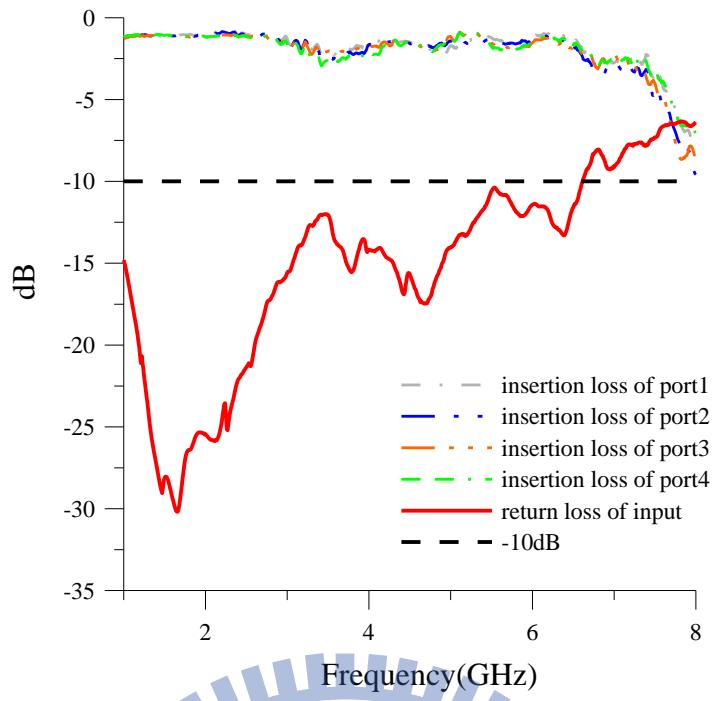


圖 4-6 切換至 RF1、RF2、RF3、RF4 之情況下的介入損耗以及輸入端之反射損耗。

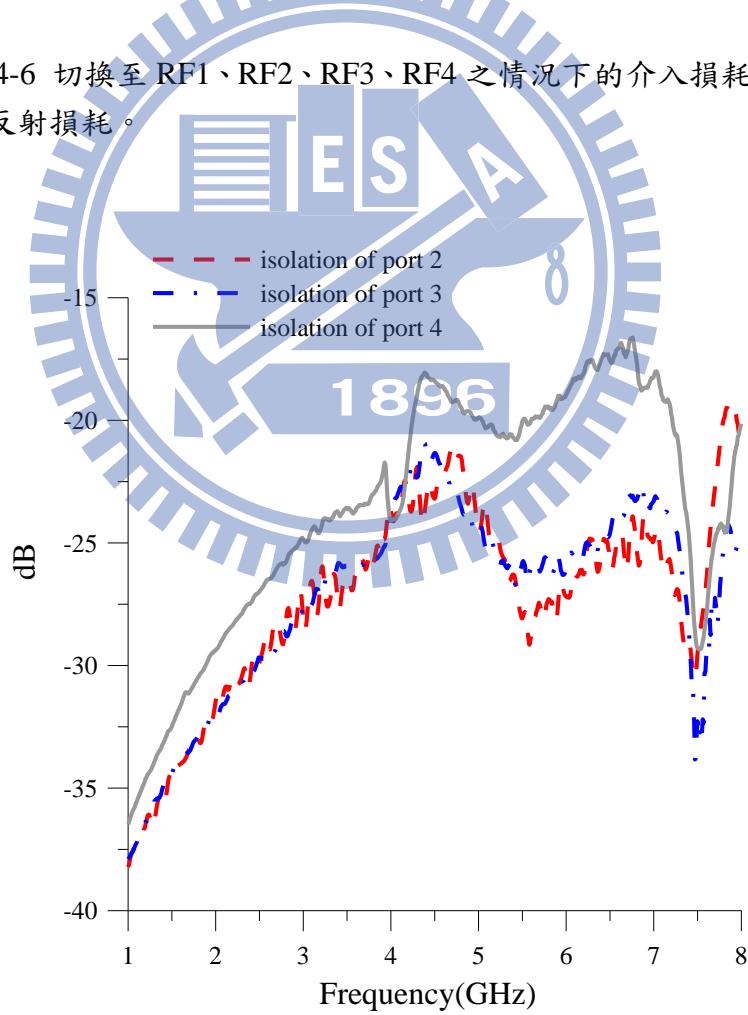


圖 4-7 切換至 RF1 輸出之情況下其他三個輸出端之隔離度

由上述圖表可看出，射頻切換器之反射損耗於 IC 之適用頻段 DC~6GHz 內均低於 -10dB，由圖 4-8 可看出開關切換至各埠時各埠輸出之介入損耗，於我們所應用之頻段 5GHz~6GHz 之間大約 -0.8dB~-1.8dB，最差值相對於原廠資料表之介入損耗大約降低了 0.4dB，原因可能由於放置 IC 之電路於各埠之漸進效果不夠平緩造成之影響，由圖 4-7，SP4T 射頻切換器切換至 RF1 時其他三埠之隔離度於我們應用之頻段均低於 -20dB，可以確定各埠輸出端間之訊號互相干擾程度很低。

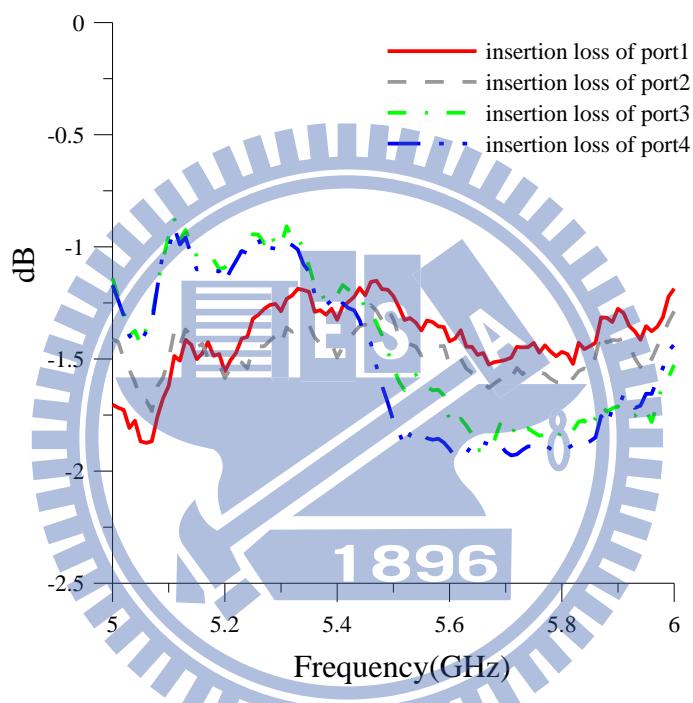


圖 4-8 應用頻段下切換至 RF1、RF2、RF3、RF4 之介入損耗。

4.3 半功率波束寬角度 280° 之智慧型天線

我們在 3.4 節設計了一半功率波束寬角度 70° 之扇形排列天線陣列，為了於基地台應用，我們取四組此五元素扇狀天線陣列，相互間隔 90° 依環狀排列，圖 4-9 為此智慧型天線之尺寸以及排列示意圖。搭配 4.2 所設計之射頻切換器，設計具切換波束效果以涵蓋大範圍輻射區域之智慧型天線。圖 4-10 為此半功率波束寬角度 280° 之智慧型天線實體圖。

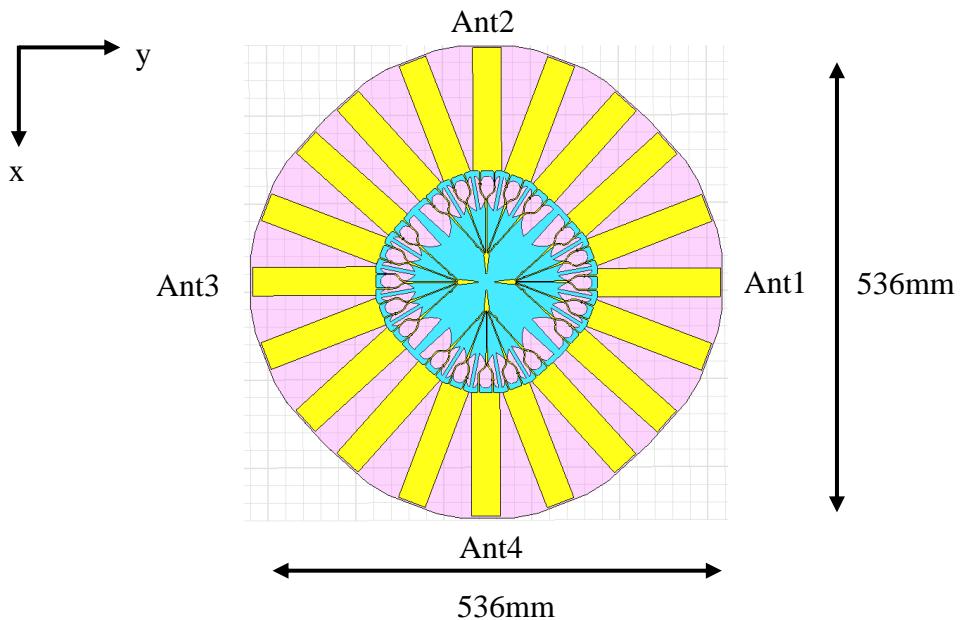


圖 4-9 智慧型天線之尺寸以及排列示意圖。

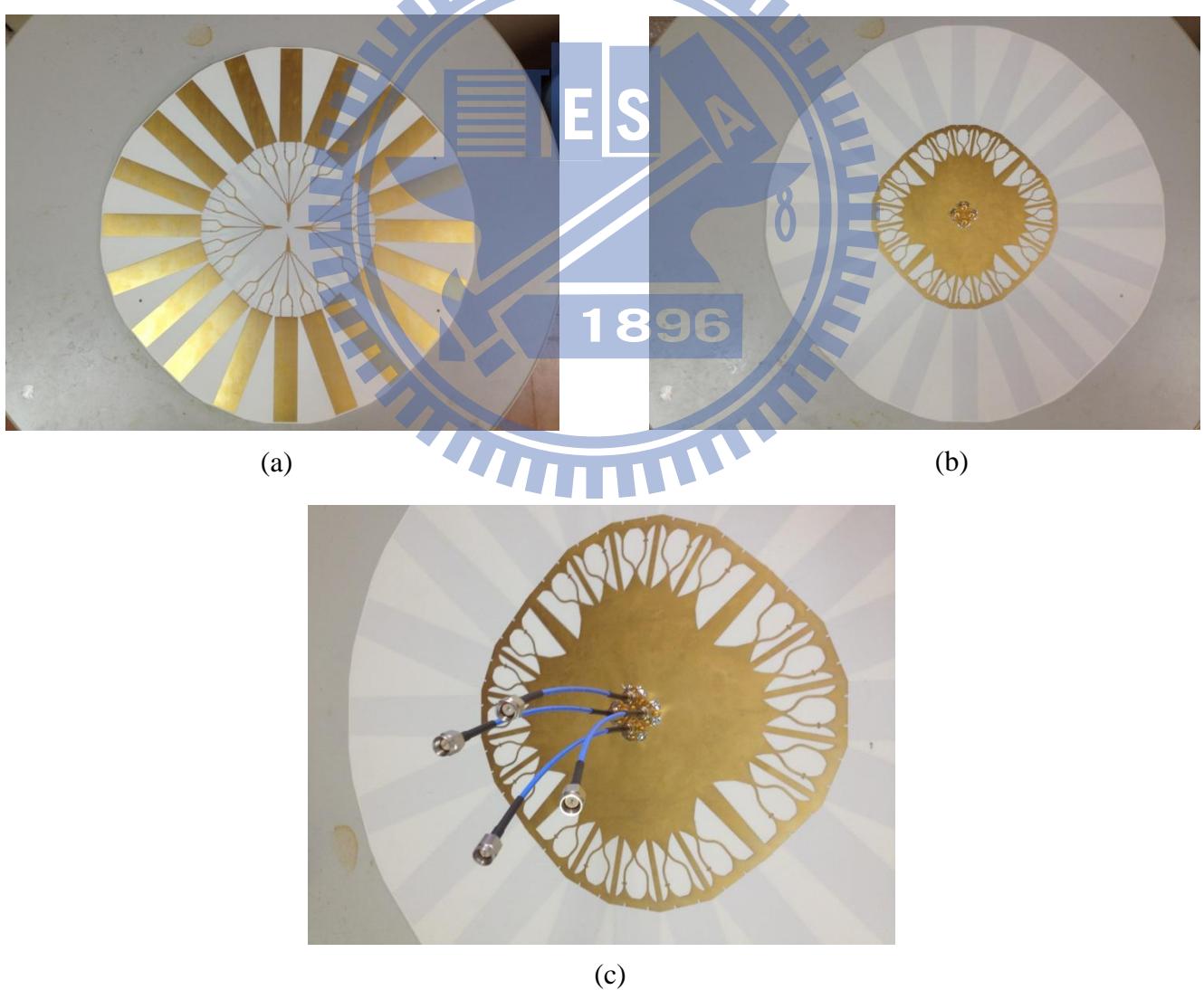


圖 4-10 天線實作圖(a)正面；(b)背面；(c)饋入端。

4.3.1 半功率波束寬角度 280° 之智慧型天線實作量測

圖 4-11 為各埠之量測反射損耗，由圖可知各埠差異不大，操作頻率範圍為 4.4GHz~6.3GHz，而圖 4-12 為埠 1 之反射損耗的量測與模擬結果比較圖，可以發現量測結果與模擬之趨勢與頻寬非常相似，其他埠由於與埠 1 差異不大，故不贅述。圖 4-13 為埠 1 輸入時，其餘 3 埠之隔離度大小，由圖可發現，距離最遠，位於對角的埠 3 均在 -35dB 以下，而相鄰的埠 2、埠 4 大約 -25dB，此乃由於當埠 1 之天線陣列被激發時，埠 2 與埠 3 由於距離較近而有耦合之現象，不過效果非常的微弱，隔離度仍在可接受範圍內，而當其他埠輸入時亦有相同之現象，故不贅述。

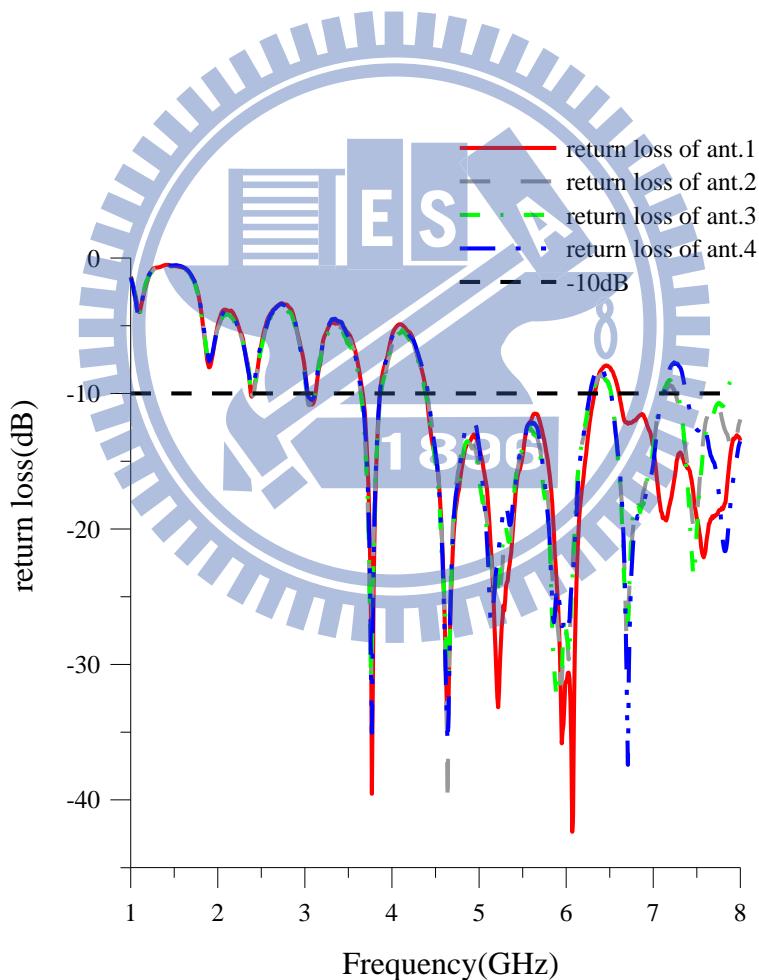


圖 4-11 天線各埠之量測反射損耗。

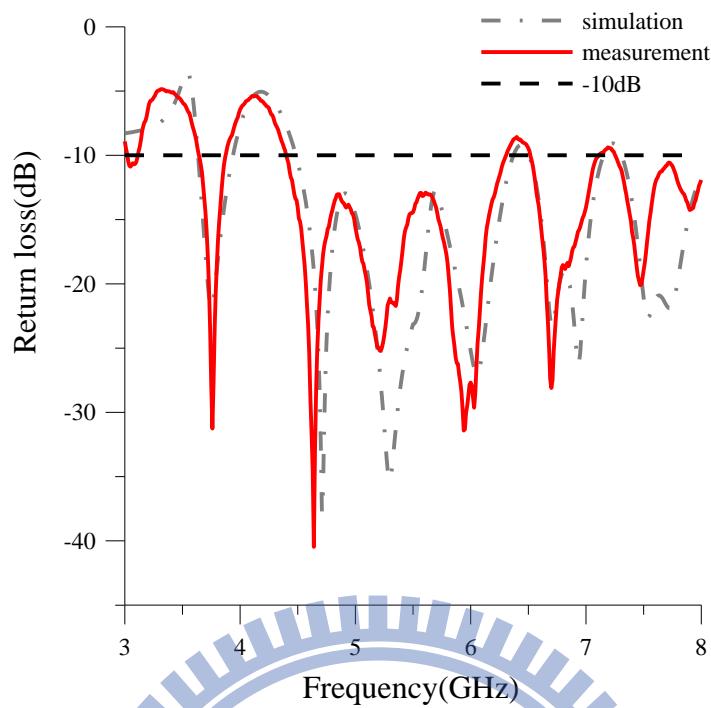


圖 4-12 埠 1 之反射損耗的量測與模擬結果比較圖。

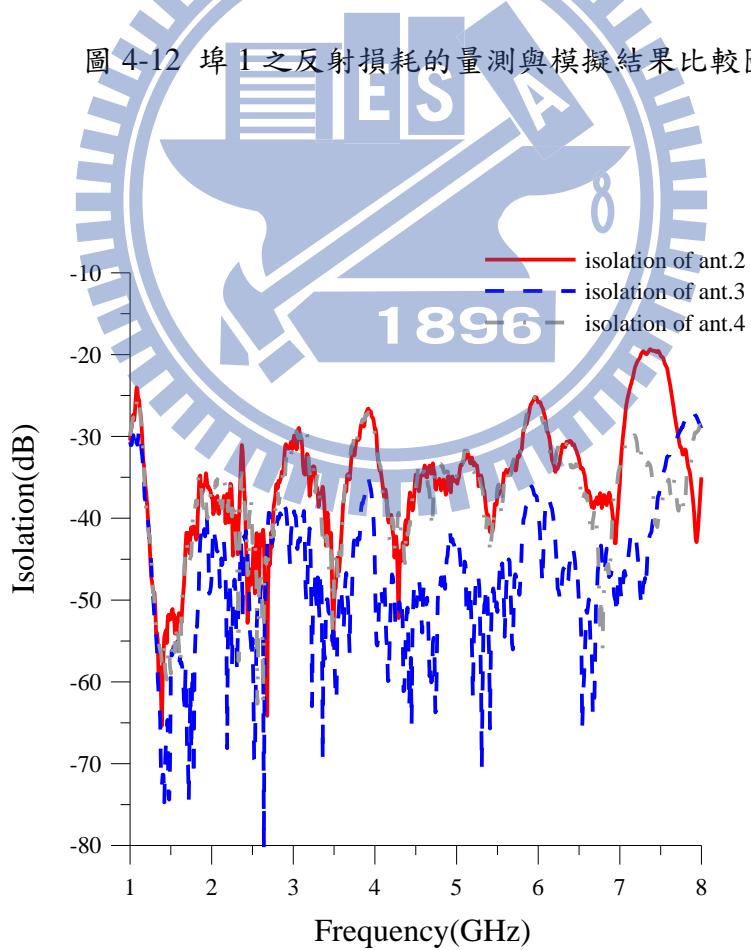


圖 4-13 埠 1 輸入時，其餘 3 埠之隔離度大小量測結果。

圖 4-14 為 5.2GHz 時未接上射頻切換器之各埠天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

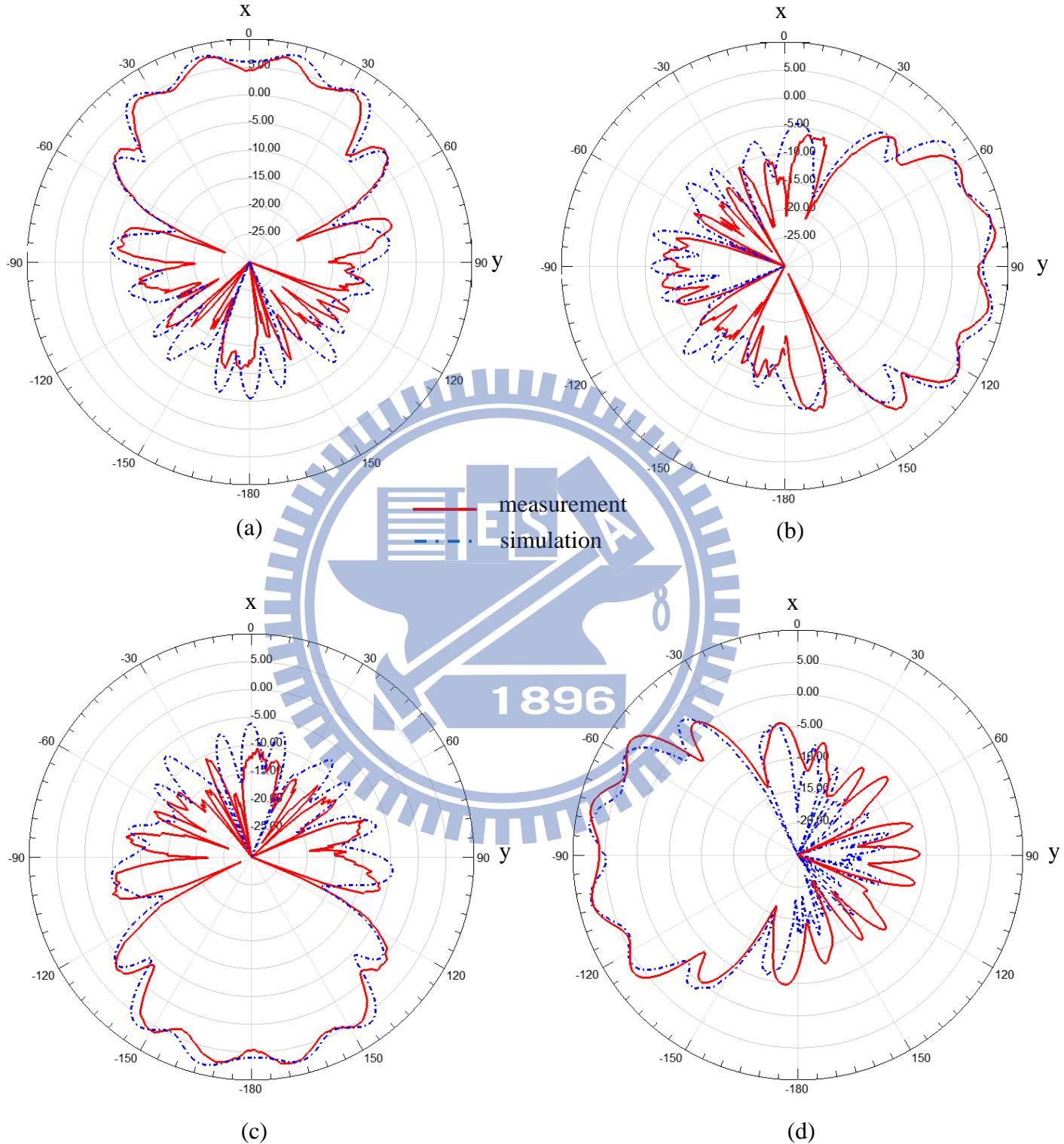


圖 4-14 5.2GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

圖 4-15 為 5.2GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-2。

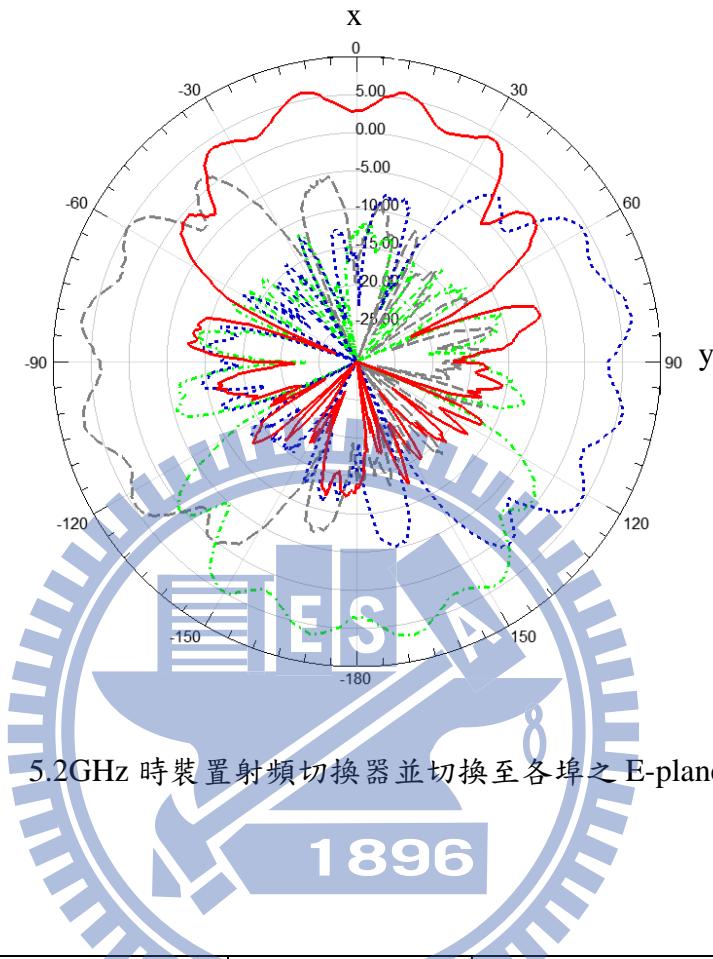


圖 4-15 5.2GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	5.76	-5.8	74°
---	Ant2	6.1	-5.61	72°
· · ·	Ant3	6.54	-6.32	73°
· · · ·	Ant4	6.63	-5.31	71°

表 4-2 5.2GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度

圖 4-16 為 5.4GHz 時未接上射頻切換器之各埠天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

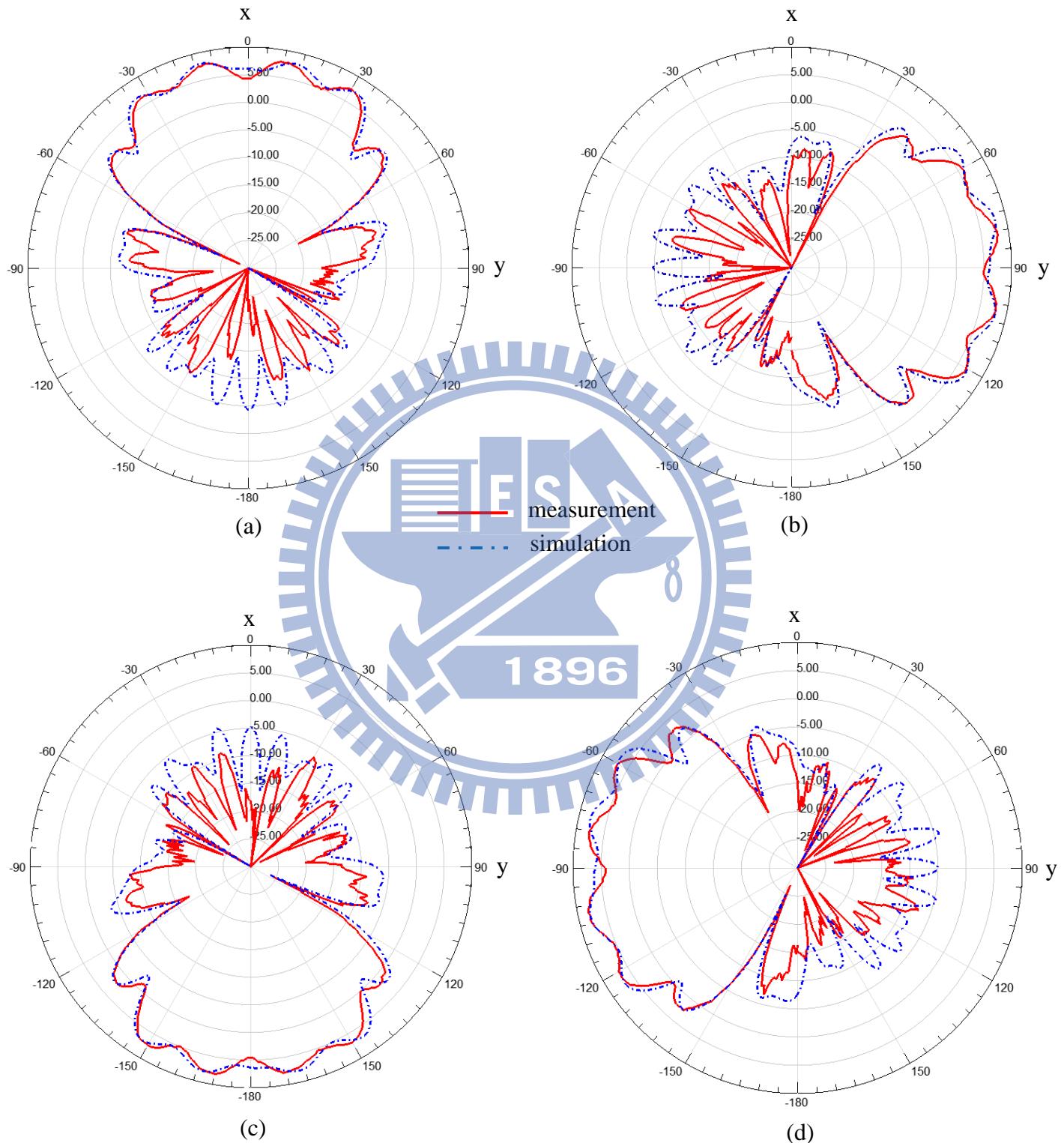


圖 4-16 5.4GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

圖 4-17 為 5.4GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-3。

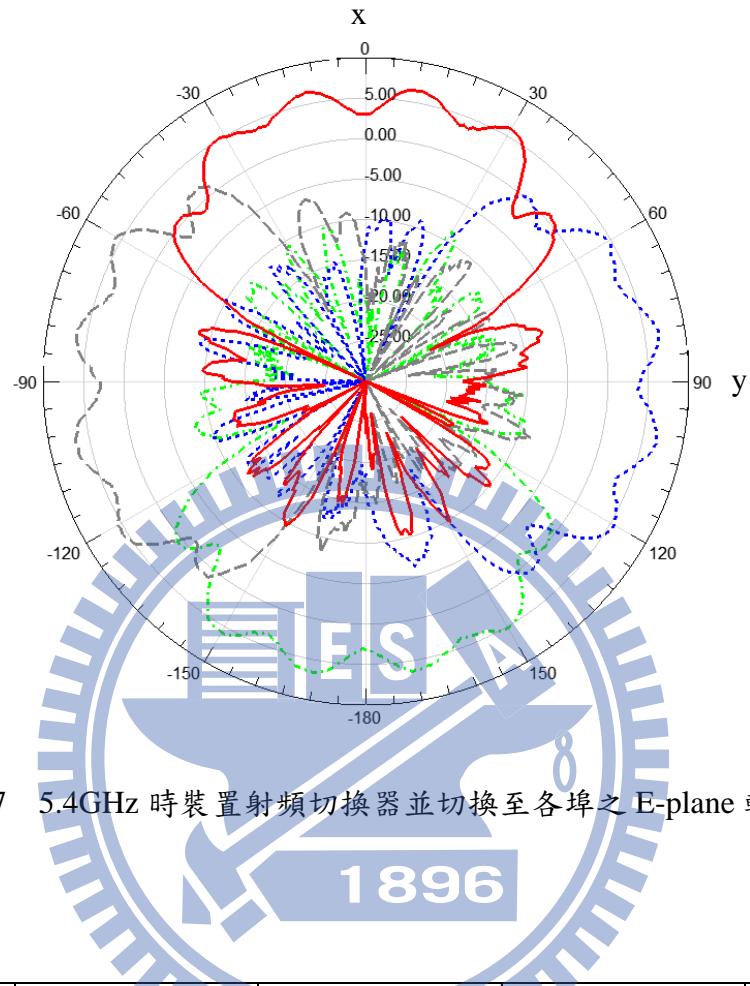


圖 4-17 5.4GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	6.41	-5.66	73°
---	Ant2	6.75	-5.76	71°
· · ·	Ant3	6.49	-5.79	70°
· · · ·	Ant4	6.81	-5.08	71°

表 4-3 5.4GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度

圖 4-18 為 5.6GHz 時未接上射頻切換器之各埠天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

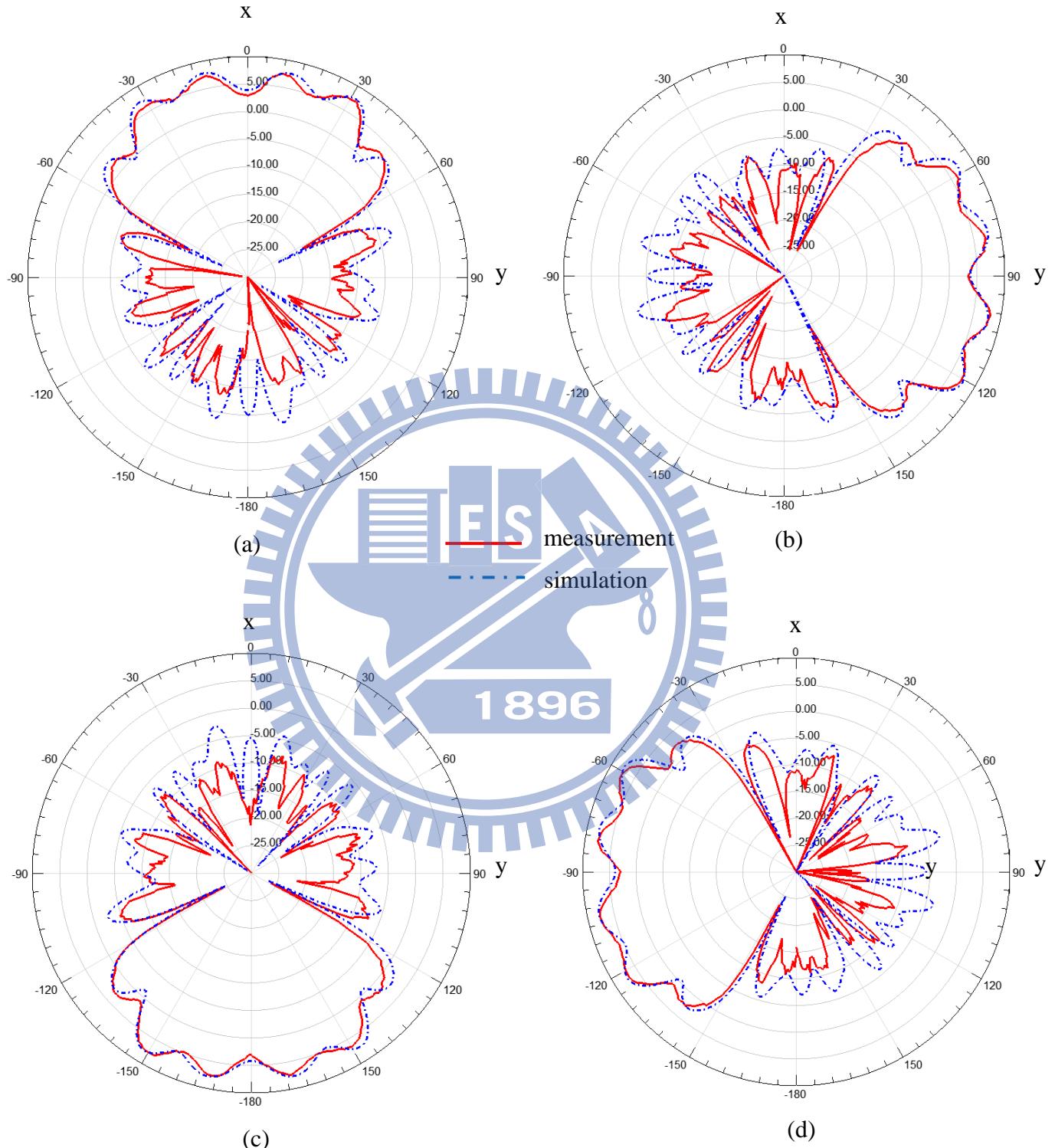


圖 4-18 5.6GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

圖 4-19 為 5.6GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-4。

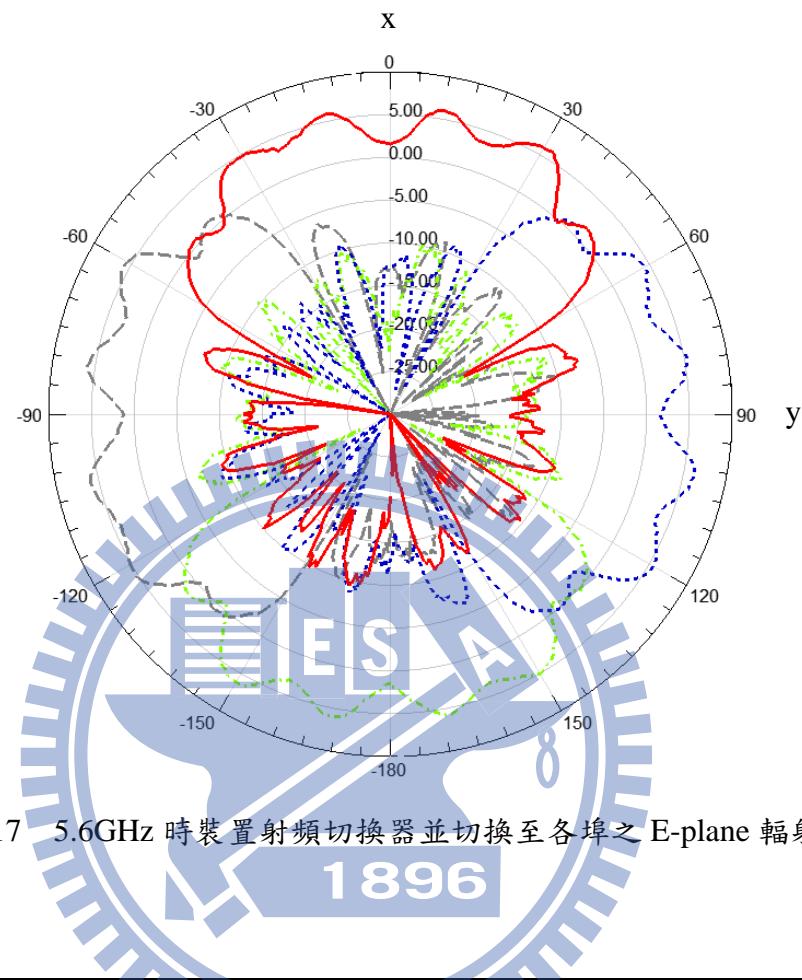


圖 4-17 5.6GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	6.06	-4.57	73°
---	Ant2	6.28	-5.35	70°
----	Ant3	5.94	-4.44	70°
-----	Ant4	6	-4.97	72°

表 4-4 5.6GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度

圖 4-20 為 5.8GHz 時未接上射頻切換器之各埠天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

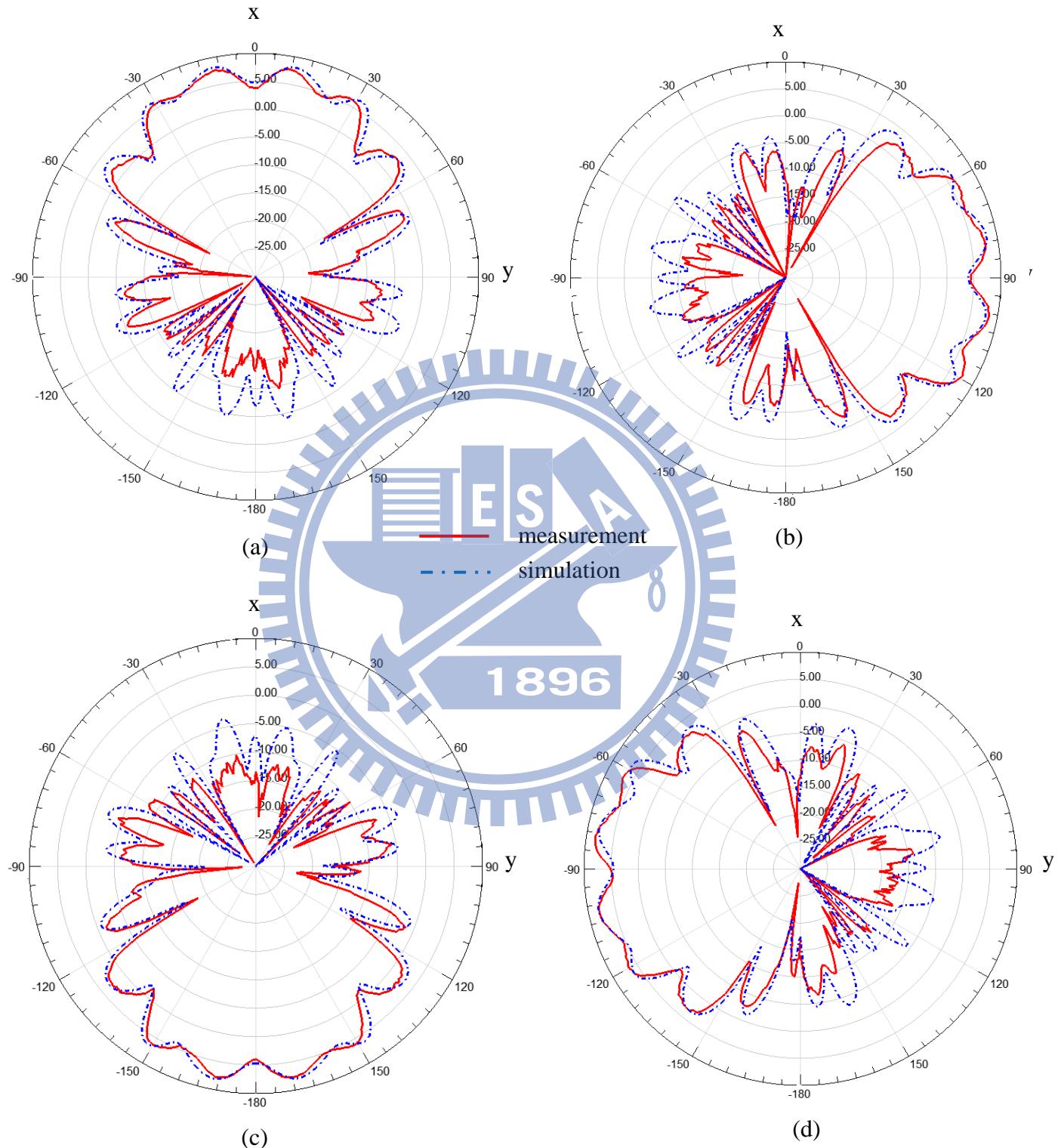


圖 4-20 5.8GHz 時未接上射頻切換器(a)ant.1；(b)ant.2；(c)ant.3；(d)ant.4 之天線 E-plane 的模擬與量測輻射場型比較圖。

圖 4-21 為 5.8GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-5。

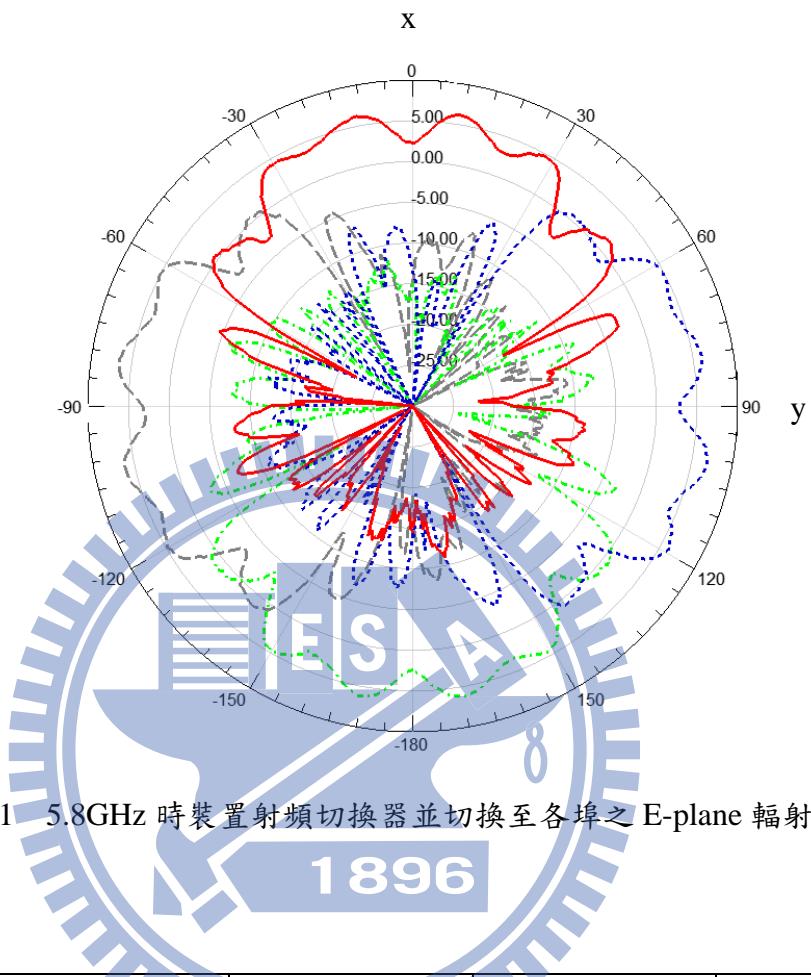


圖 4-21 5.8GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	6.2	-4.77	67°
---	Ant2	6.46	-5.35	67°
----	Ant3	6.2	-5.04	67°
-----	Ant4	6.47	-5.05	67°

表 4-5 5.8GHz 時裝置射頻切換器並切換至各埠之增益值、SLL 與半功率波束寬角度

圖 4-22 為 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 時天線切換至埠 1 時 H-plane 輻射場型量測結果，可發現主波束均指向 end-fire 方向。

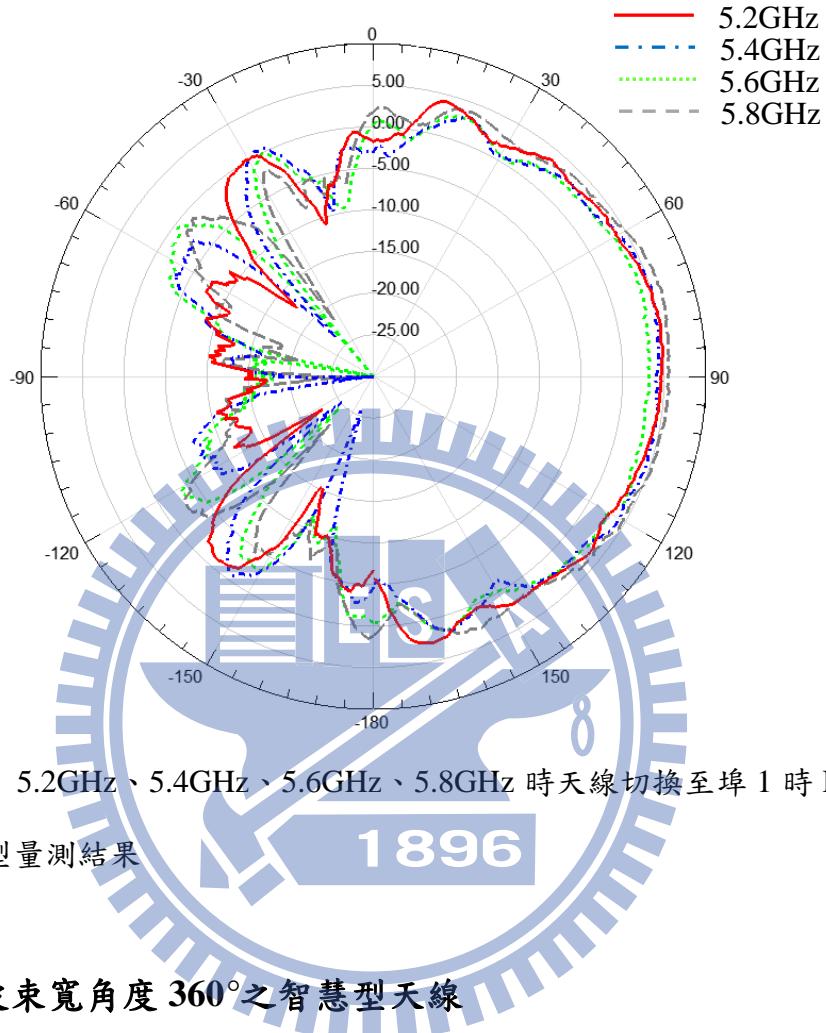


圖 4-23 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 時天線切換至埠 1 時 H-plane 輻射場型量測結果

4.4 半功率波束寬角度 360° 之智慧型天線

於 4.3 節，我們設計了一半功率波束涵蓋達 280° 之智慧型天線，但於 end-fire 方向即使透過射頻開關切換波束方向，仍無法涵蓋各個方位，輻射場型仍有”洞”未填滿，在 3.5 我們設計了半功率波束寬角度 90° 之扇形排列天線陣列，取四組此六元素天線陣列相互間隔 90° 依環狀排列，圖 4-23 為此智慧型天線之尺寸以及排列示意圖。搭配 4.2 所設計之射頻切換器，設計具切換波束效果以涵蓋 end-fire 方向全範圍輻射區域之智慧型天線。由於製程上的限制與困難，此天線並未實作，但由 4.3 節之模擬與量測比較可證實我們的模擬方式與實作結果相當吻合，於此僅附上模擬結果。

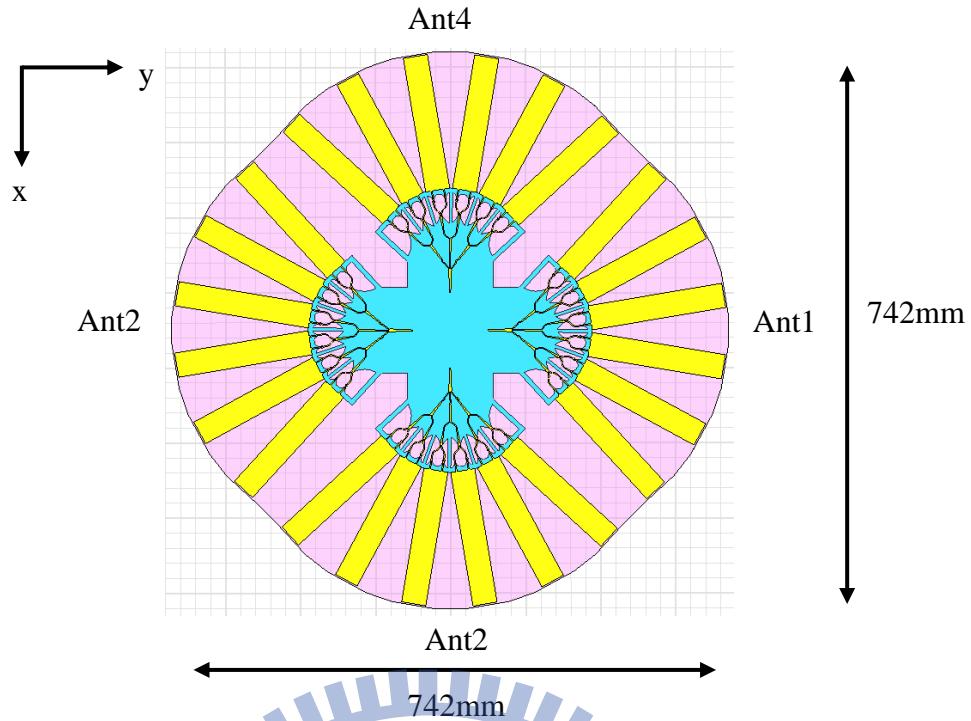


圖 4-23 智慧型天線之尺寸以及排列示意圖

4.4.1 半功率波束寬角度 360° 之智慧型天線設計模擬結果

圖 4-24 為埠 1 反射損耗模擬結果，由於此為模擬結果，四埠結果一致，頻率大於 4.34GHz 以後均低於反射損耗均低於-10dB。單支天線陣列之增益值、SLL 與半功率波束寬角度均列於 3.5 節。

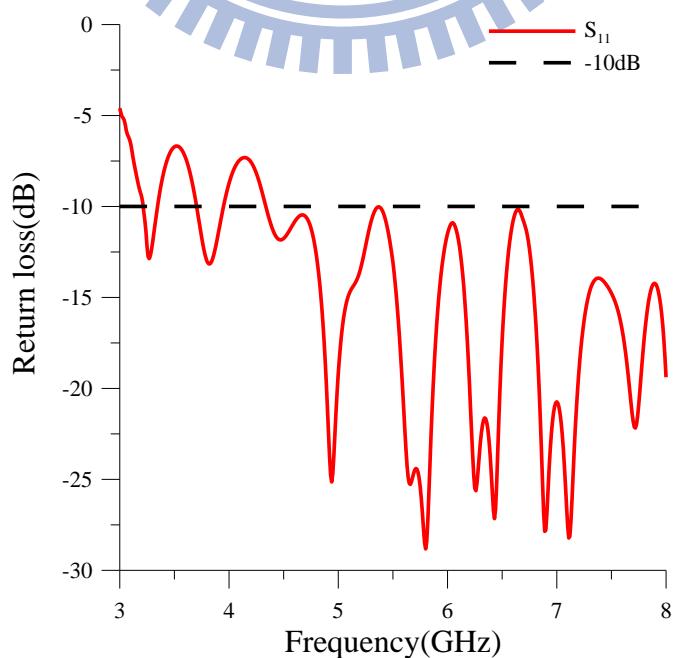


圖 4-24 埠 1 反射損耗模擬。

圖 4-25 為 5.2GHz 時各埠之 E-plane 輻射模擬場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-6。

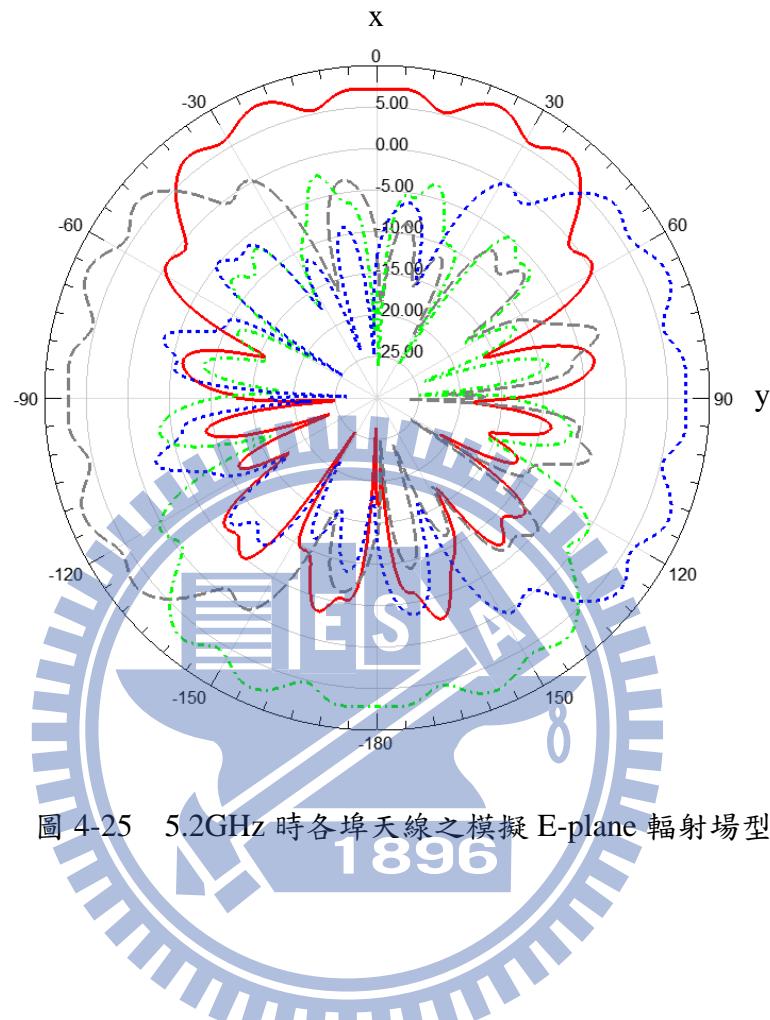


圖 4-25 5.2GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	7.58	-7.5	91°
---	Ant2	7.73	-7.82	90°
· · ·	Ant3	7.35	-7.41	91°
· · · ·	Ant4	7.26	-7.33	92°

表 4-6 5.2GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度。

圖 4-26 為 5.4GHz 時各埠之 E-plane 輻射模擬場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-7。

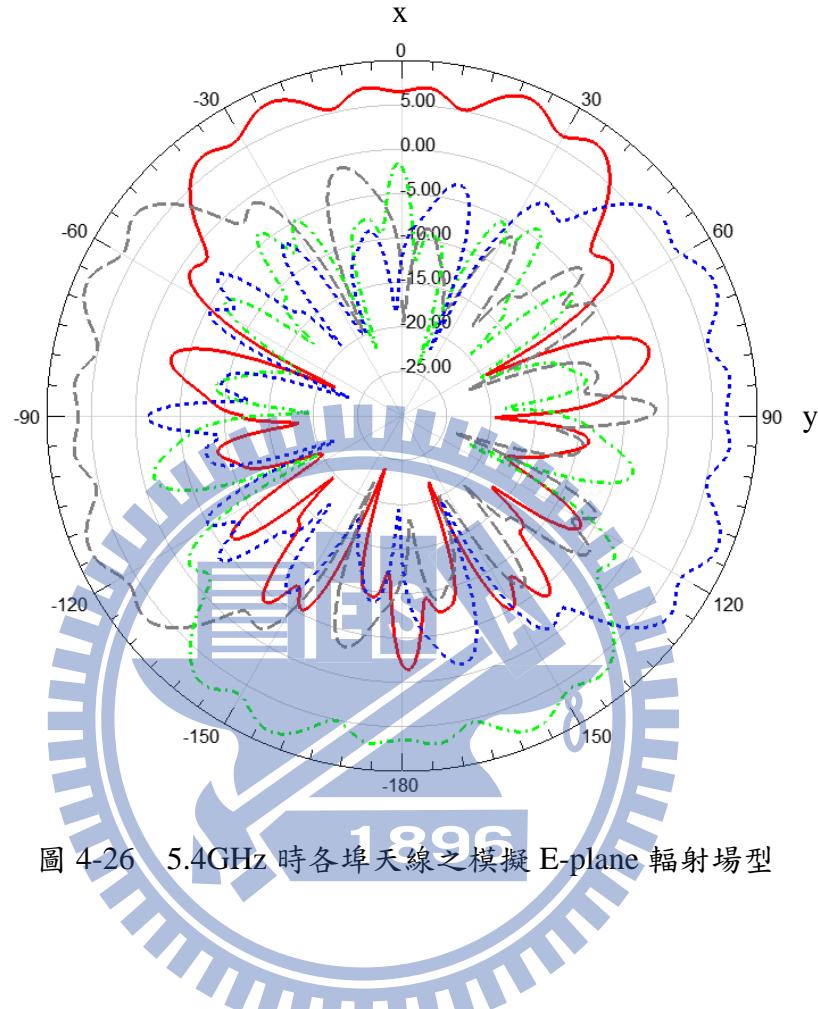


圖 4-26 5.4GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	8.10	-8.28	86°
---	Ant2	7.89	-7.94	89°
· · ·	Ant3	8	-8.05	88°
· · · ·	Ant4	7.74	-7.92	90°

表 4-7 5.4GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度。

圖 4-27 為 5.6GHz 時各埠之 E-plane 輻射模擬場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-8。

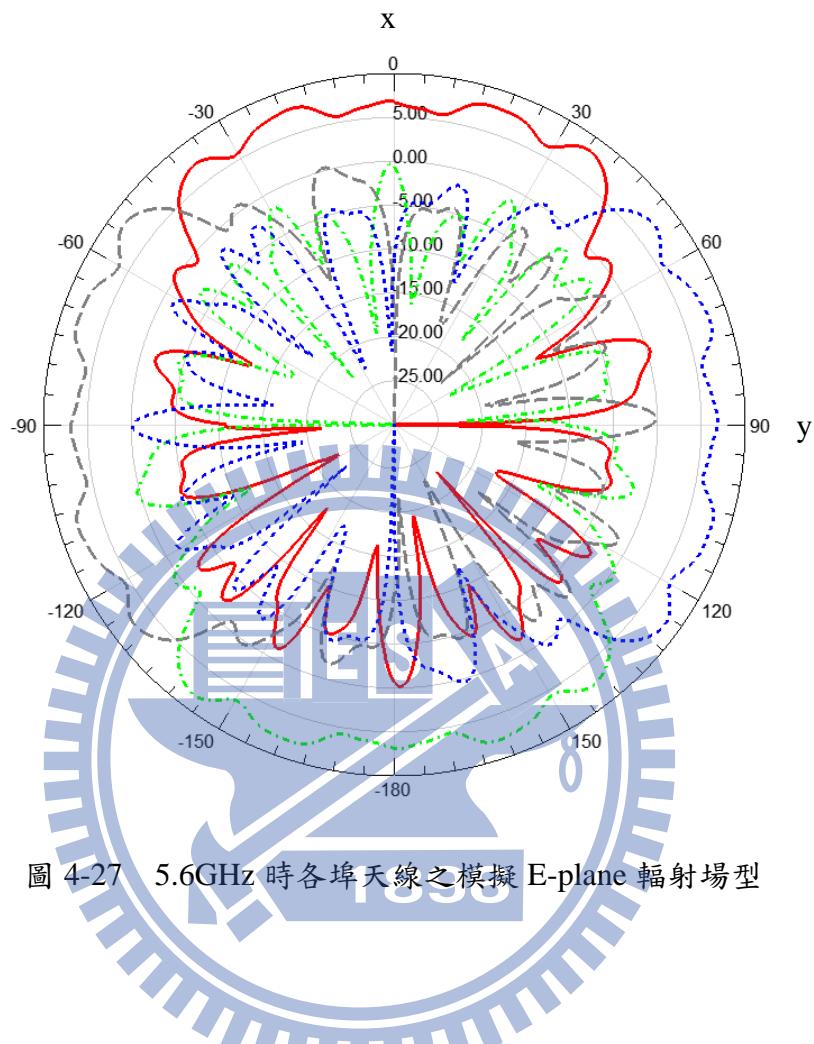


圖 4-27 5.6GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	7.84	-7.12	90°
---	Ant2	7.89	-7.64	90°
· · ·	Ant3	8.21	-8.05	89°
· · · ·	Ant4	7.74	-6.93	90°

表 4-8 5.6GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度。

圖 4-28 為 5.6GHz 時各埠之 E-plane 輻射模擬場型，其增益值、SLL 與半功率波束寬角度列於表 4-9。

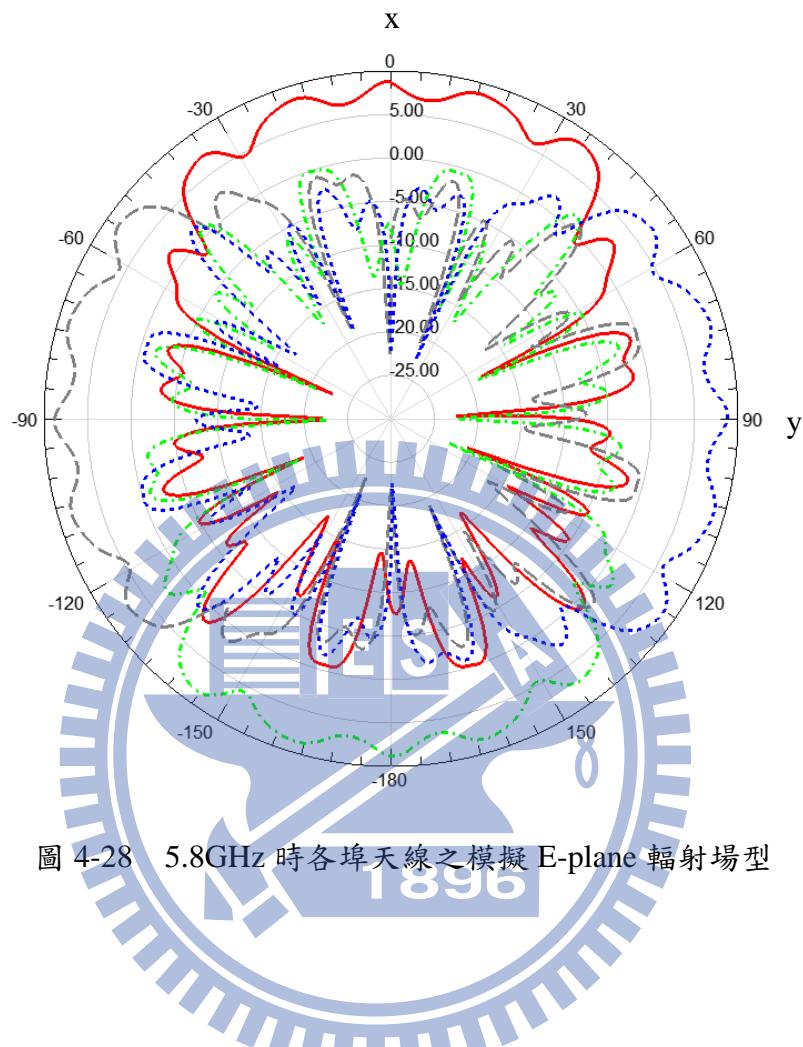


圖 4-28 5.6GHz 時各埠天線之模擬 E-plane 輻射場型

Line	Switch to	Maximum Gain(dBi)	SLL(dB)	HPBW
—	Ant.1	8.40	-6.59	86°
---	Ant2	8.56	-6.83	86°
· · ·	Ant3	8.03	-6.22	88°
· · · ·	Ant4	8.29	-6.40	87°

表 4-9 5.6GHz 時各埠天線之模擬增益值、SLL 與半功率波束寬角度。

圖 4-29 為 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz、5.8GHz 時天線切換至埠 1 時 H-plane 輻射場型模擬結果，可發現主波束均指向 end-fire 方向。

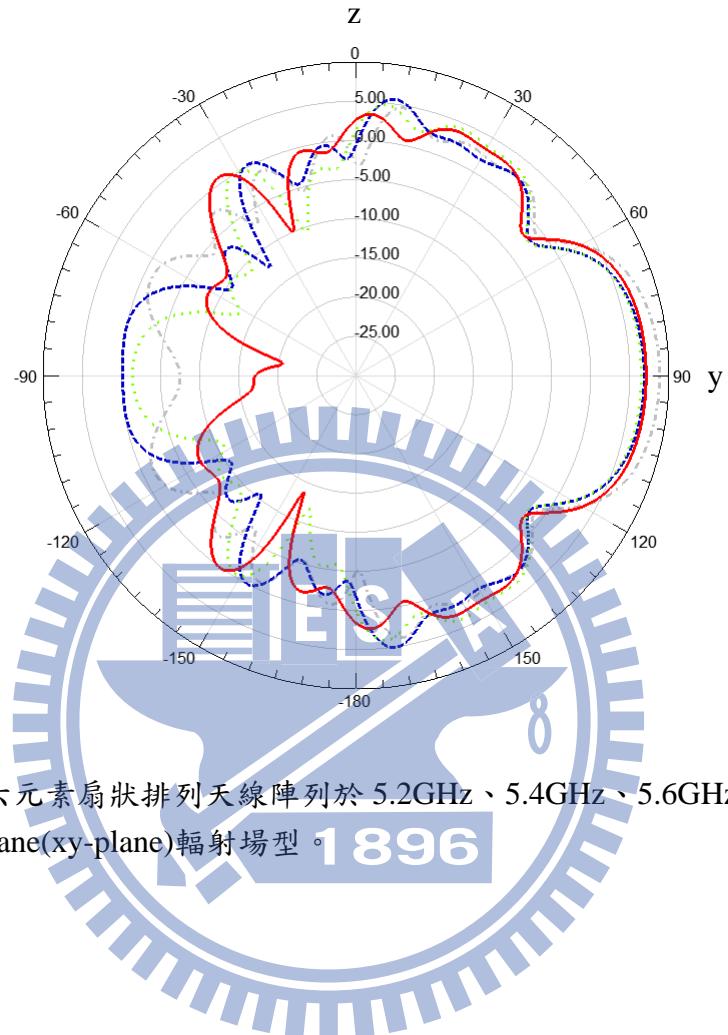


圖 4-29 六元素扇狀排列天線陣列於 5.2GHz、5.4GHz、5.6GHz 與 5.8GHz 時模擬之 H-plane(xy-plane)輻射場型。1896

第五章 天線改進與結論

在上章節之模擬與實作結果中，我們發現了此天線之後波瓣(back lobe)輻射相當大，與主波束之差距並未超過 10dB，我們回到單一導體洩漏波帶狀天線之單位元素分析造成後瓣輻射之主因，圖 5-1 為單一導體洩漏波帶狀天線示意圖，為了激發微帶線第一高階洩漏波模態，我們必須讓饋入的訊號造成反相位的效果，在本結構中我們透過平衡式微帶線以及反向平衡式微帶線以達到此效果，但由於天線端是單一導體的結構，故饋入地端為了避免造成反射我們設計了讓訊號回流的機制。



圖 5-1 單一導體洩漏波帶狀天線示意圖。

透過觀察電磁場在饋入電路上的分布，我們發現了在回流過程中的訊號亦會造成輻射，此乃由於我們利用平衡式微帶線作為饋入電路設計，當訊號行進於上下兩帶線間時是被束縛在基板內不會輻射的，不過在饋入天線後，地端設計的回流機制，將等效成向兩端之帶線天線，造成向兩端以及後端之輻射。圖 5-2 為此單一導體洩漏波帶狀天線之電場與磁場分布圖。由電磁場之方向我們可以清楚發現向後輻射的波，為了抑制這種現象，我們將回流機制的訊號平均分流，並讓其中一部份多行進半波長的長度如圖 5-3 所示，此波長為我們應用之頻段中心頻率之波長，當多行進半波長之訊號與原訊號匯合後，此兩訊號將達到反相位之效果並抵銷，而向後端輻射的效應也隨之減小。

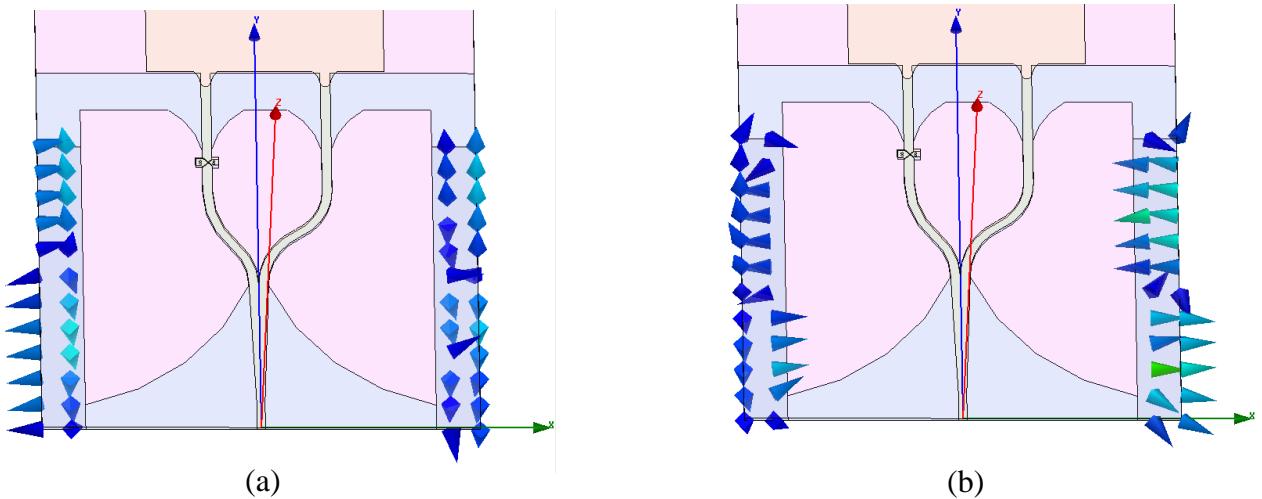


圖 5-2 單一導體洩漏波帶狀天線之(a)電場與(b)磁場分布圖。

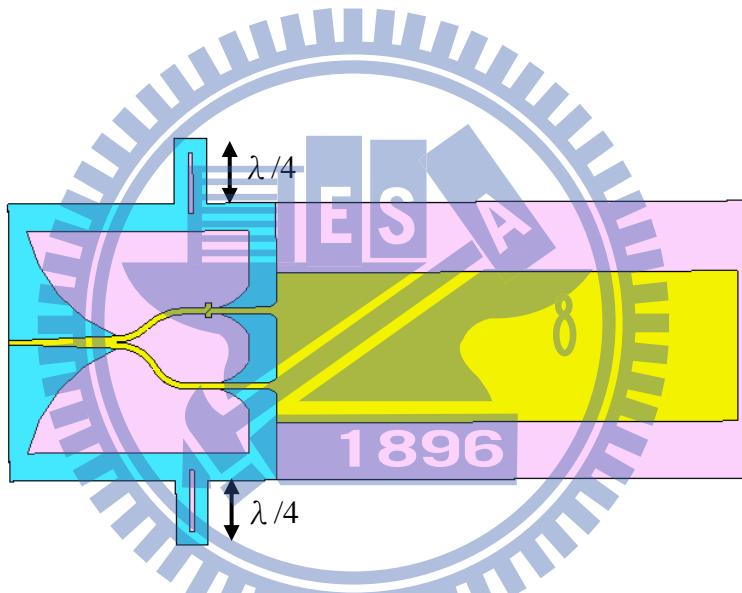


圖 5-3 單一導體洩漏波帶狀天線之饋入電路修正示意圖。

圖 5-4 為單一導體洩漏波帶狀天線之饋入電路修正前後比較圖，由圖中可知，當在回流機制加上提供半波長相位差之分流器後，向後端輻射之效果有效受到抑制，而後波瓣增益值與主波束增益值之差距在 5.2GHz 時由 -7.6dB 提升至 -15.6dB，在 5.6GHz 時由 -4.94dB 提升至 -12.7dB，大幅減低向後端輻射之效應。表 5-1 為修正前後主波束增益值、後瓣波束增益值比較表。

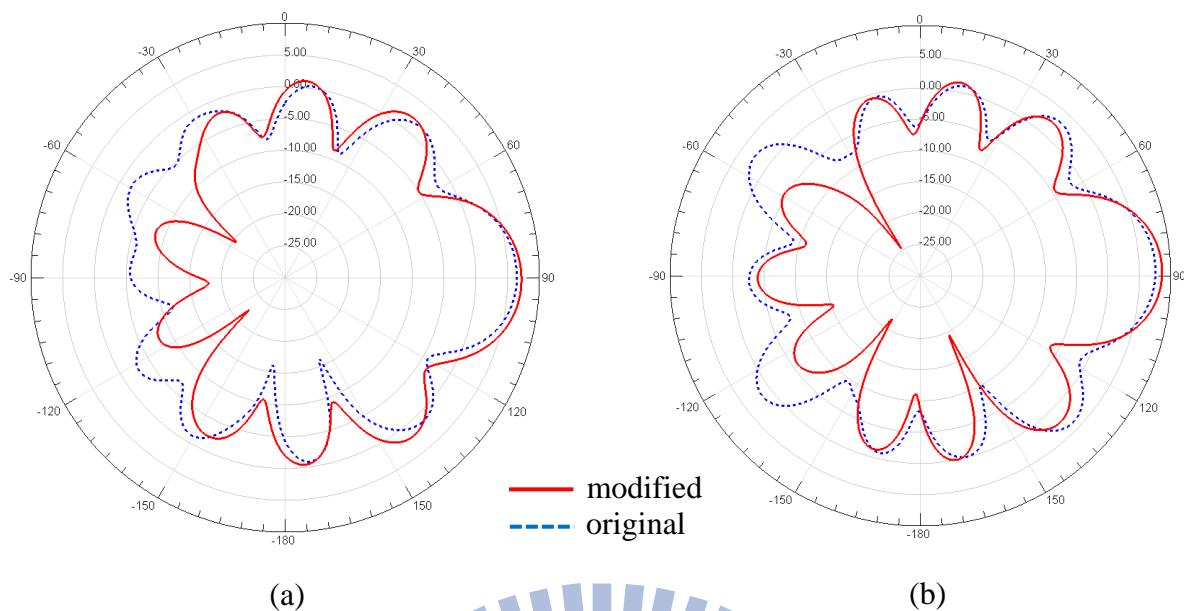


圖 5-4 單一導體洩漏波帶狀天線之饋入電路修正前後於(a)5.2GHz；(b)5.6GHz 比較圖。

Frequency(GHz)	Maximum gain(dBi)	Back lobe gain(dBi)	Maximum gain-back lobe gain(dB)	Adjust or not
5.2	7.17	-8.45	15.62	adjust
5.2	6.44	-1.16	7.6	original
5.6	8.64	-4.06	12.7	adjust
5.6	7.57	2.6	4.97	original

表 5-1 修正前後主波束增益值、後瓣波束增益值比較表。

本論文中，我們提出了一單一導體洩漏波帶狀天線，此天線保有一般洩漏波天線高頻寬、高增益之效果，而改良了洩漏波天線之主波束方向隨著頻率改變之特性，此天線之輻射方向固定於天線之 end-fire 方向，我們利用此天線成功設計了一組透過射頻切換器，半功率波束涵蓋範圍達 280° 之智慧型陣列天線，透過實作以及量測驗證了我們模擬方式的正確性以及準確性，但其波束透過切換效果並未涵蓋 end-fire 之全部範圍，其天線陣列間尚有輻射波束未包含的區域，並未達到我們的要求，之後我們設計了一組透過射頻切換器，半功率波束涵蓋範圍達 360° 之智慧型陣列天線，成功達成我們期望能應用於基地台之具備全向性、高增益、高頻寬之基地台天線，但由於製程技術的困難，第二組天線我們並未實作，僅以模擬數據做結。

在論文最後，我們提出了改善單位元素天線後瓣波束過大的方法，也透過模擬成功抑制向後端輻射的增益大小，但由於組成扇狀天線陣列後，饋入端電路部分略顯擁擠，若能將此方法順利應用於天線陣列之饋入端，則天線陣列之後瓣波束即能大大改善。



参考文献

- [1] Row, J. S., and Wu, S. W., "Monopolar square patch antennas with wideband operation," *Electronic Letters*, vol. 42, pp. 139 –140, 2006.
- [2] Delaveaud, C., Leveque, P., and Jecko, B., "New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna," *Electronic Letters*, vol. 30, no.1, pp. 1-2, January 1994.
- [3] M.R. Hamid, P.S. Hall, P. Gardner and F. Ghanem, "Switched WLAN-wideband tapered slot antenna," *Electronic Letters*, vol. 46, no.1, January 2010.
- [4] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Aperture-coupled microstrip line leaky wave antenna with broadside mainbeam," *Electronic Letters*, vol. 34, no. 14, pp. 1366-1367, July 1998.
- [5] P. Hallbjorner, M. Bergstrom, M.boman, P. Lindberg, E. Ojefors and A. Rydberg, "Millimeter wave switched beam antenna using multiple travelling wave patch arrays," *IEE Proc.-Microw. Antennas Propagation*, vol. 152, pp.551, December 2005.
- [6] W. Hong and Y. D. Lin, "Single-conductor strip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antenna Propagation*, vol. 52, pp. 1783-1789, July 2004.
- [7] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Baltimore, MD*, 1986, pp. 57–60.
- [8] Alexiou, A., Bell Labs., Lucent Technol., Swindon, UK., "Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges," *Communication Magazine, IEEE*, vol. 42, issue 9, September 2004.
- [9] Ching-Kuang C. TZUANG, and Ching-Chyuan LIN, "Space-Wave-Type Leaky Mode carrying Dominant-Mode-Like Modal Current Distributions," *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 643-646, June 1998.
- [10] Y. T. Lo and W. Lee, *Antenna Handbook-Theory, Application, and Design*, VAN Nostrand Reinhold,1998.

- [11] Richard J. Kozick and Frank J. Elmer and Vahakn Nalbandian, “Phased Arrays Composed of Antennas with Steerable Patterns,” *Radar Conference, 1995., Record of the IEEE 1995 International*, pp. 737-741, May 1995.
- [12] John D. Kraus and Ronald J. Marhefka, *Antennas For All Application, 3rd Edition*, McGraw-Hill, New York, 2002.
- [13] Bartolucci, G., Giannini, F., Paoloni, C., “On the Design of Optimized Microstrip Radial Line Power dividers,” *Microwave Conference, 1990, 20th European*, vol. 2, pp. 1047-1052, September 1990.
- [14] R. Y. Wang, “Composite Sector Beam and Switched-Beam Single-Conductor Leaky-Wave Antenna Arrays,” 國立交通大學電信工程學系碩士論文, 2008.

