

第一章 導論 (Introduction)

1.1 工程背景與動機

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；原先運用之構想是希望利用天線陣列(Antenna array)來提供天線增益(Antenna gain)用以提升訊號雜訊比(SNR)，後來考慮到訊號傳輸在空間存在方向的差異性，為對抗通道的多路徑衰落，進一步利用天線陣列來達到空間分集(Spatial diversity)，用以獲得分集增益(Diversity Gain)目的，如天線分集(Antenna diversity)即可看做是對這空間資源的初步利用；至於更充分利用訊號方向性的做法是「波束形成(Beamforming)」的技術，Beamforming意指運用自我適應、調整功能之演算法，來驅動空間分集器(即陣列天線)，通過空間分集器權值(Weight)之計算來控制天線波束形狀、輻射具有方向性之波束，期能把主波束對準目標訊號並自動適應地達到即時訊號追蹤功能，有效強化接收訊號品質；此外，Smart antenna也能調整零陷(Null)點來對準干擾訊號用以抑制(或消除)干擾，從而達到增加容量、擴大涵蓋面和提高傳輸速率之目的。

智慧型天線常用的波束調整方式依照設計考量，可概分為切換波束(Switched beam)及適應性天線(Adaptive antenna)兩類，概述如下：

1. 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，儘管如此，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。

2. 適應性天線：

根據用戶訊號有不同的空間傳播方向，會提供不同空間通道特性，適應性天線系統運用數位訊號處理和陣列天線觀念，充分利用訊號方向性來計算權重(Weight)並適應性地調整權重，運用波束形成技術來控制波束場型(Beam pattern)的調整，把主波束對準目標訊號並適應性地即時追蹤訊號，同時抑制(或消除)干擾訊號，以強化接收品質並增加容量、擴大涵蓋面和提高傳輸速率。適應性天線的效益雖然高，但也因需具備高複雜度的適應性演算法，使得在硬體實現上的難度增高。

由上述可知，適應性天線與切換波束對於所要接收信號與干擾信號所形成的波束場型(Beam pattern)的處理或調整是不同。一般說來，切換波束只要求主波束(Main lobe)能收到所要接收信號即可，而不要求將干擾信號零陷(Null)掉；至於適應性天線則要求主波束要能對準所要接收信號且要求將干擾信號零陷掉，以期能提供一個能達到最大信號雜訊干擾比(MSINR)效果的波束場型。

然而對於需要複雜運算的適應性天線(Adaptive antenna)而言，波束切換天線(Switched-beam antenna)的價格較為低廉，亦提供了直接由現行系統升級的方法。

1.2. 章節大綱

本論文第二章介紹利用射頻切換器(RF switchs)結合4X4之5GHz雙軸波束切換式陣列天線之設計模擬與實作結果，第三章介紹16X16之5GHz新式巴特勒矩陣波束形器，並利用四組陣列天線來達成三軸波束切換效能，第四章為結論。

第二章 雙軸波束切換效能5GHz新式巴特勒矩陣波束形成器 (Design of a Novel 5-GHz Butler Matrix Beamformer with Two-Axis Beam-Switching Capability)

4x4巴特勒矩陣可以使陣列天線產生四個不同角度的波束，以覆蓋120度的扇形區域，如圖2-1。本章一開始先針對天線陣列與巴特勒矩陣討論，之後介紹利用兩種1x4陣列天線：微帶陣列天線(Microstrip patch antenna array)、單一導體洩漏波陣列天線(Leaky wave antenna array)，並於電路上結合射頻切換器之波束形成器，利用不同偏壓方式調整射頻切換器，最後實作後以遠場量測系統來量測每一組四個不同角度的波束，並同時與模擬值比較。

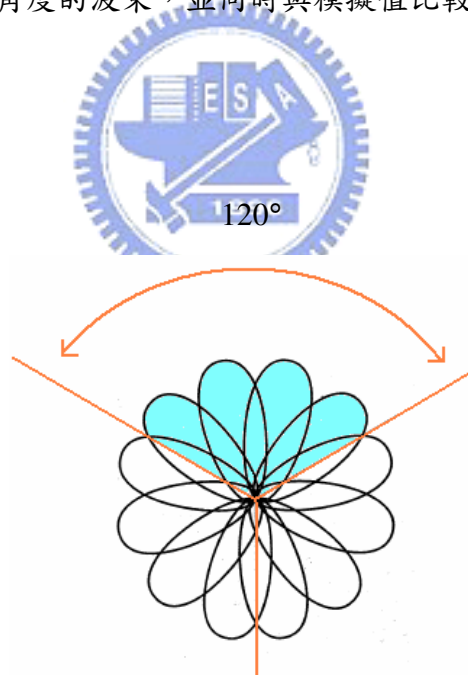


圖2-1 四波束智慧型天線，覆蓋120度扇型區域示意圖

2.1 陣列天線

2.1-1 陣列天線原理

由圖2-2所示，為一點波源等間距之線性陣列。由天線陣列理論得知，陣列天線的場型是由元素因子(Element factor)和陣列因子(Array factor)相乘而得[1]。而對於一 $N \times N$ 巴特勒矩陣而言，其電路輸出饋入天線陣列為一沿著z軸方向之等距離天線陣列。

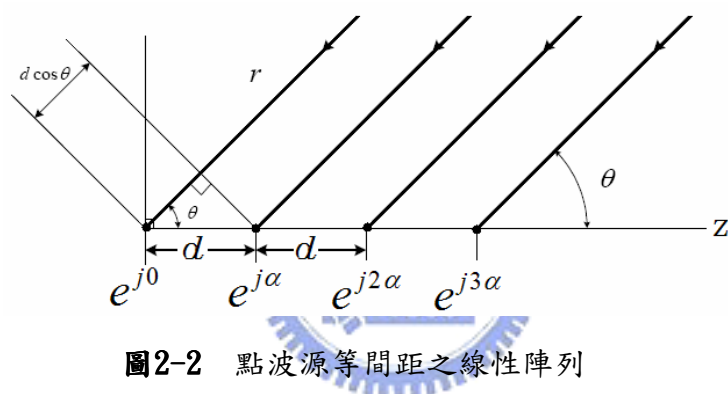


圖2-2 點波源等間距之線性陣列

若元素間激發電流相位差為 α ，可得一均勻天線陣列之陣列因子：

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\psi} \quad , \quad \psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2.1)$$

其中 d 為天線陣列元素的間距， β 為波數， θ 為偏離z軸之角度， α 為元素間的相位差。

忽略其相位項，正歸化的陣列因子為：

$$f(\psi) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (2.2)$$

在 $\psi=0$ 時有最大值，主波束的方向為：

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\beta d} \right) \quad (2.3)$$

如圖2-3所示為均勻電流激發四個天線的陣列因子，當調變饋入相位差與元素間距時主波束的角度隨之改變。此應用於智慧型天線中，即給予固定的元素間距，調變其饋入的相位差，藉此可調變其陣列天線的場型，使主波束在空間對準訊號。

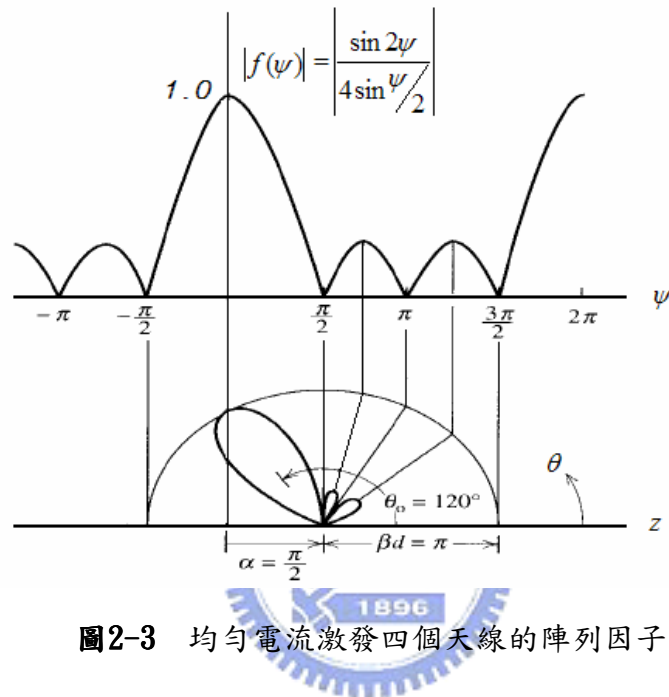


圖2-3 均勻電流激發四個天線的陣列因子

從上述中我們可知，欲調變其天線陣列的場型可由調變饋入相位差與元素間距達成。由陣列理論可得知，當 α 固定，元素間距 d 減少時， θ 會增加，即主波束角度會往垂射(broadside)方向移動。而減少元素間距 d 亦會造成波束寬的增加，於切換式系統可能會增加不同波束間的干擾。當 α 固定，元素間距 d 增加時， θ 會減少，即主波束角度會往垂射方向集中，其波束寬亦會隨之變窄。有一點需要注意的是，當選取元素間距 d 過大時，例如大於一個波長，會形成光柵波瓣(grating lobe)對場型造成嚴重的干擾，此時就可能同時出現兩個主波束。

於切換式陣列天線系統中，需選取適當的陣列天線元素上的間距，讓各切換波束在空間中能有較好的分佈。一般說來，各元素的間距選取為半個波長左右，這樣一來，各波束在空間上的分佈能涵蓋較大的範圍。給予固定的元素間距 d 、

饋入相位差 α 。藉由式子(2.3)，可以分別計算出主波束的方向角 θ 。如表2.1為不同元素間距與固定的饋入相位差 α 所產生的主波束的方向角 θ 的表格。

	$\alpha = 45^\circ$	$\alpha = 135^\circ$
$d = 0.4\lambda$	$\theta = 71.79^\circ$	$\theta = 20.36^\circ$
$d = 0.5\lambda$	$\theta = 75.52^\circ$	$\theta = 41.41^\circ$
$d = 0.6\lambda$	$\theta = 77.98^\circ$	$\theta = 51.32^\circ$
$d = 0.7\lambda$	$\theta = 79.71^\circ$	$\theta = 57.61^\circ$
$d = 0.8\lambda$	$\theta = 81.01^\circ$	$\theta = 62.05^\circ$
$d = 0.9\lambda$	$\theta = 82.02^\circ$	$\theta = 65.38^\circ$
$d = 0.95\lambda$	$\theta = 82.44^\circ$	$\theta = 66.75^\circ$

表2.1 不同元素間距與固定的饋入相位差所產生的主波束的方向角表格



2.1-2 微帶陣列天線

設計陣列天線考量因素，不僅僅在於場型變化，亦包含前端電路的饋入訊號，首先根據陣列理論，並經由模擬分析得到個別較佳的陣列天線參數，同時嘗試改變不同的饋入相位差與激發電流比值，試圖達到最佳的場型圖。

微帶陣列天線設計參數如下：

Substrate dielectric constant	:	3.38
Substrate thickness	:	0.508mm
Substrate loss tangent	:	0.0027
Operated frequency	:	5 GHz
Single antenna size	:	(W) 15.55mm x (L) 20.6mm

並聯1x4微帶陣列天線其場型H-plane主波束位於天線場型主波束朝向垂射 (broadside)方向。如圖2-4，考慮元素間距與固定的饋入相位差所產生的主波束方向角的關係，我們使用了(HFSS)模擬軟體，模擬四個陣列的矩形微帶天線場型。

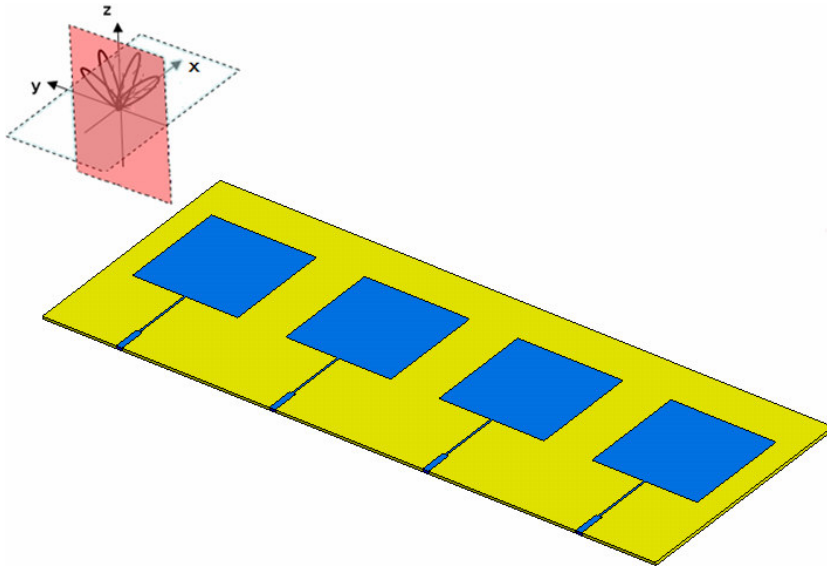


圖2-4 1x4微帶陣列天線H-plane(y-z)場型位置示意圖

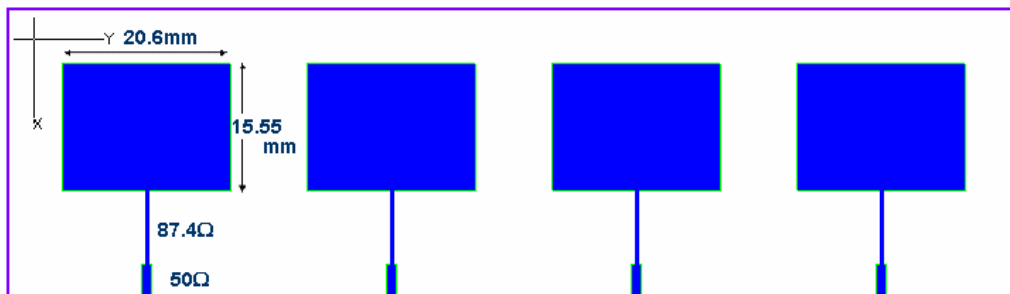


圖2-5 1x4微帶陣列天線設計結構參數圖

圖2-5為天線模擬時的結構設計參數圖，先根據經驗公式推導出天線大概規格，再利用軟體調整至最佳化，模擬時分別給予四個天線元素饋入相位差均勻且1:2:2:1之大小激發電流分佈。圖2-6所示為四個陣列的矩形帶天線元素間距 $d=0.5\lambda$ (30mm)，元素饋入相位差分別為 $\alpha = -45^\circ$ 、 135° 、 -135° 、 45° 之激發電流所產生的H-plane (y-z)場型。

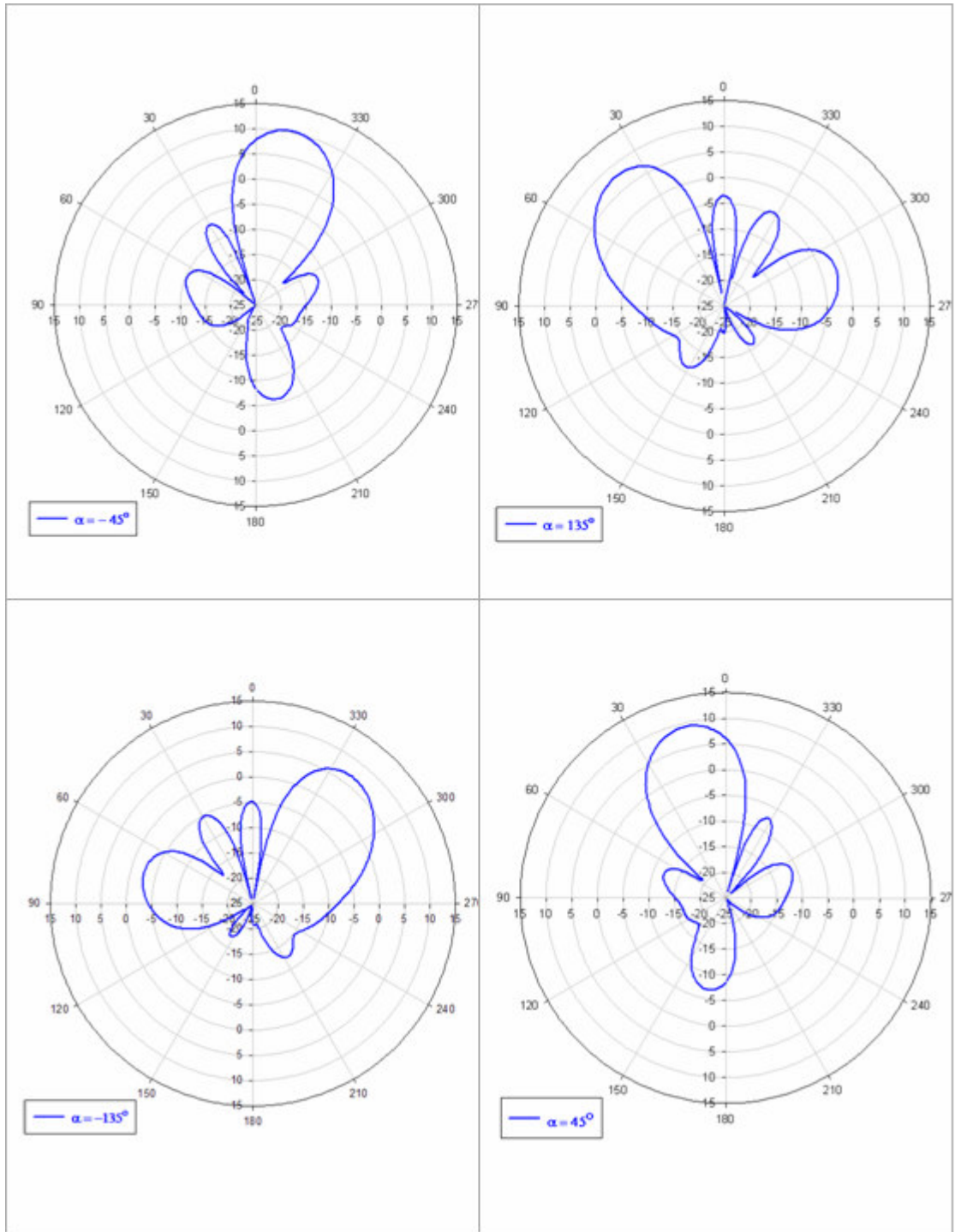


圖2-6 矩形帶天線元素間距 $d=0.5\lambda$ 、激發電流大小比例為1:2:2:1、饋入相位差 $\alpha = -45^\circ$ 、 135° 、 -135° 、 45° 之激發電流所產生H-plane (y-z) 場型圖

由圖2-6中可看出，在饋入相位差 $\alpha = \pm 45$ 時，其主波束方向角與由天線陣列因子所計算出的結果很接近，僅相差1~2度，而在饋入相位差 $\alpha = \pm 135$ 時，其主波束方向角與由天線陣列因子所計算出的結果有所誤差，這是因為矩形帶天線本身的場型並不是很全向性(Omni-direction)，而所得到的場型是元素因子(Element factor)和陣列因子(Array factor)相乘的結果會有偏差。表2.2為模擬所得之旁瓣準位(Side lobe level)與主波束(Main beam direction)方向圖。

α	Main beam direction (simulation)	Side lobe level (simulation)
-45°	12°	-16.09 dB
135°	-40°	-9.08 dB
-135°	39°	-9.54 dB
45°	-13°	-16.03 dB

表2.2 微帶陣列天線不同饋入相位差所產生主波束方向角與旁瓣準位(SLL)模擬值之表格

2.1-3 單一導體洩漏波陣列天線

單一導體洩漏波天線，意指天線下方沒有金屬，有別於微帶洩漏波天線其下方有金屬[3]。饋入訊號處利用寬頻平衡轉非平衡架構(Broadband balun structure)來激發第一高階模。因為平衡轉非平衡轉換器其兩平衡之輸出端設計為對稱性物理結構，因而可造成兩平衡輸出端相位差180度，且不隨頻率變化。

再來由於單一導體洩漏波天線第一高階模的電流分布特性，使得其天線場型主波束朝向端射(endfire)方向，見圖2-7。天線部分是採用上下版設計，當初的考量是為了降低耦合效應，陣列天線部分是以單一導體方式呈現，因此沒有接地的之間隔離。

單一導體洩漏波陣列天線設計參數如下：

Substrate dielectric constant	:	3.38
Substrate thickness	:	0.508mm
Substrate loss tangent	:	0.0027
Operated frequency	:	5 GHz
Single antenna size	:	(W) 33mm x (L) 170mm

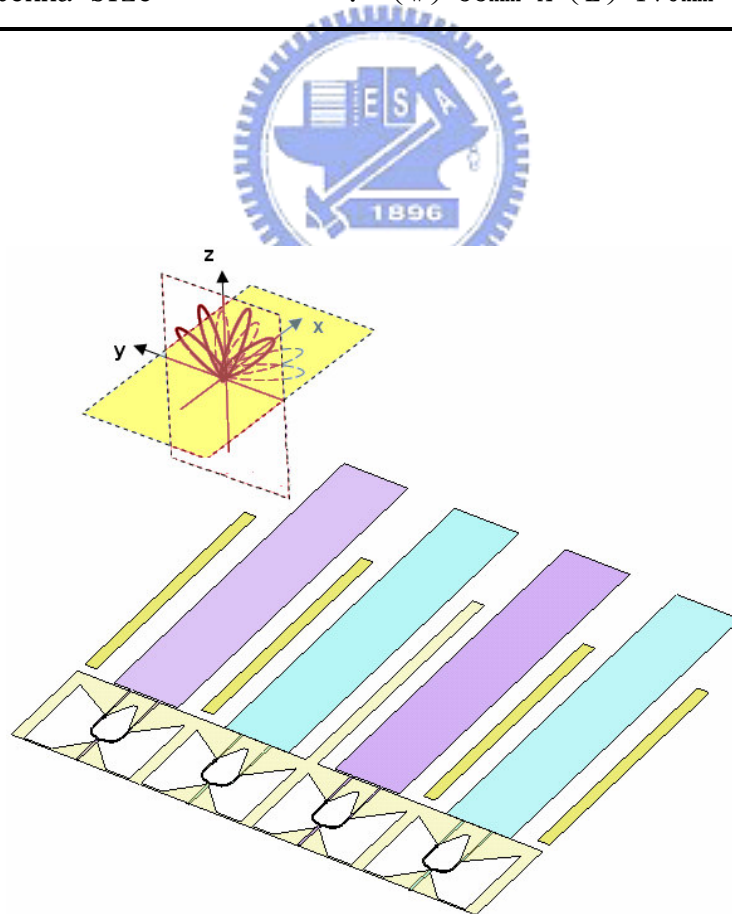


圖2-7 1x4單一導體洩漏波陣列天線E-plane(x-y)場型位置示意圖

所設計之天線參數結構，圖2-8，每根天線長度將近三個波長，因為在天線寬頻平衡轉非平衡稍做些微調整，所以中間有穿插金屬牆的設計，原本是為了降低天線間的耦合，但因為主要所設計的電路定位在平面印刷電路，因此只採用接地處增加金屬片，而不是金屬牆，附帶一提是在之前實際量測中發現，建立中間的金屬牆可以增強主波束最大增益值，雖然旁波瓣（Side lobe）部分則不受太大影響，但如此亦可增加降低S L L值，使效果更明確。

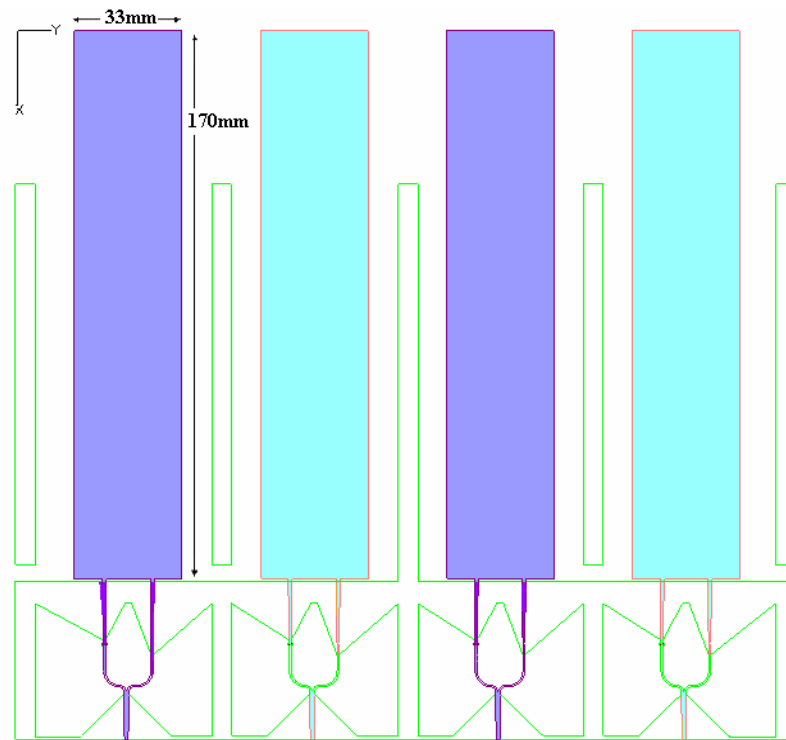


圖 2-8 1x4 微帶陣列天線設計結構參數圖

如同微帶陣列天線一樣，同樣考慮元素間距與固定的饋入相位差所產生的主波束方向角關係，我們模擬四個陣列的單一導體洩漏波陣列天線的場型，分別給予即為四個元素饋入相位差均勻且1：2：2：1之大小激發電流分佈。如圖2-8所示為四個陣列的矩形帶天線元素間距 $d=0.95\lambda$ （57mm），元素饋入相位差分別為 $\alpha = -45^\circ$ 、 135° 、 -135° 、 45° 所產生之激發電流的E-plane (x-y)場型。

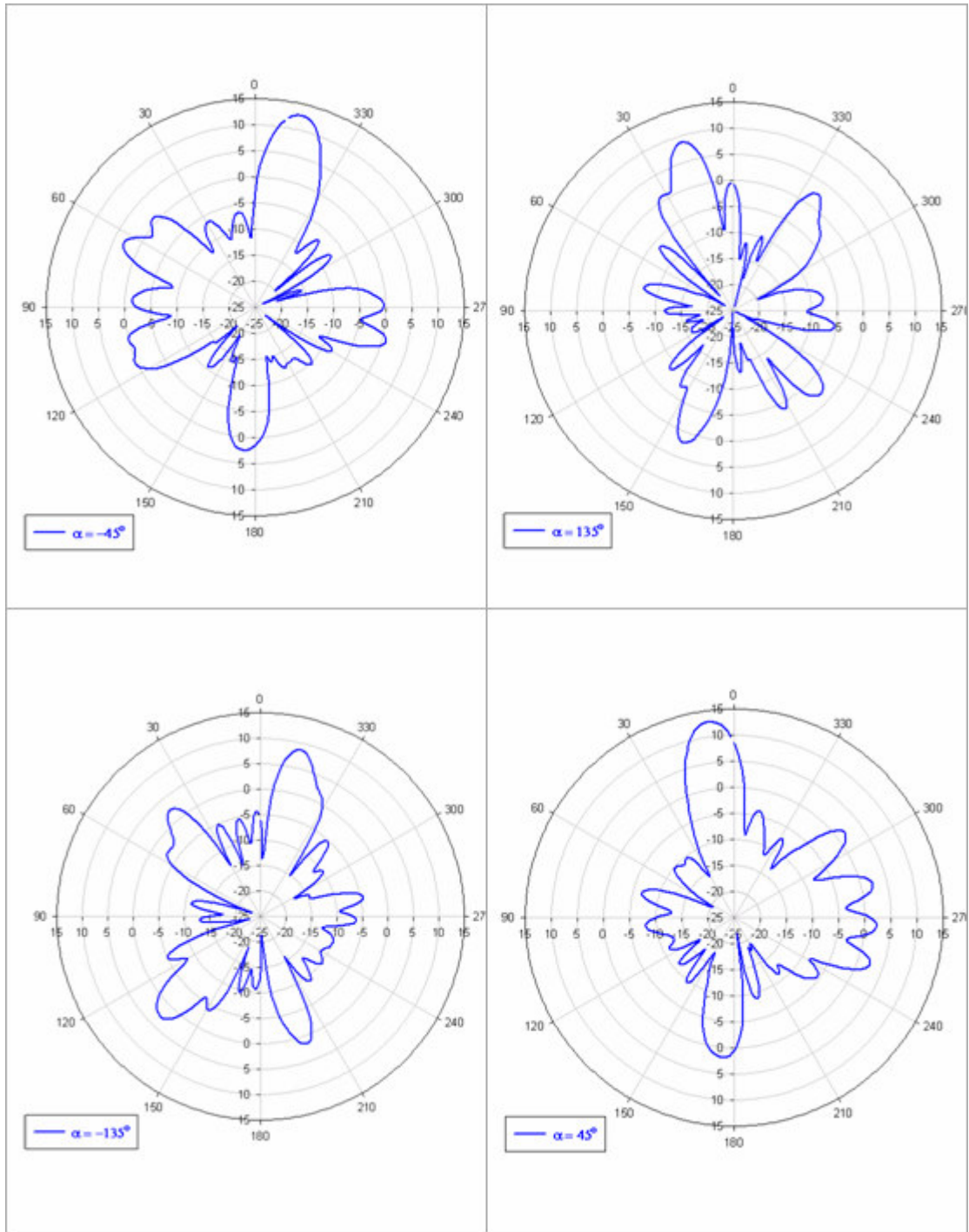


圖2-9 單一導體洩漏波陣列天線元素間距 $d=0.95\lambda$ 、饋入相位差 $\alpha = -45^\circ$ 、 135° 、 -135° 、 45° 所產生之激發電流的E-plane (x-y)場型

由圖2-9中可看出，洩漏波天線陣列具有高增益、窄波束的效果，在饋入相位差 $\alpha = \pm 45$ 度時，其主波束方向角與由天線陣列因子所計算出的結果亦為接近，在 -45 度時有些為偏差，由於最佳化場型時，有些為改變饋入結構，因此在整體天線上並非完全對稱，才會導致角度偏差，而在饋入相位差 $\alpha = \pm 135$ 度時，如同微帶天線一般，導致有較大角度的偏移。表2.3為模擬所得到之旁瓣準位與主波束方向圖。

α	Main beam direction (simulation)	Side lobe level (simulation)
-45°	12°	-9.82 dB
135°	-18°	-6.24 dB
-135°	14°	-5.81 dB
45°	-7°	-10.44 dB

表2.3 單一導體洩漏波陣列天線不同饋入相位差所產生主波束方向角與旁瓣準位(SLL)模擬值之表格

2.2 巴特勒矩陣基本原理

巴特勒矩陣(Butler matrix)主要應用於智慧型天線的波束切換系統(Switched-beam system)，其架構可以實現波束形成網路矩陣(Beam-forming network)的部分，進而達到多個波束切換的目的。如圖 2-10 所示為的波束切換系統(Switched-beam system)的架構示意圖，除了波束形成網路矩陣(Beam-forming network)的部分，尚有切換電路(Switch circuit)，及 DSP(Digital Signal Processing)的部分。

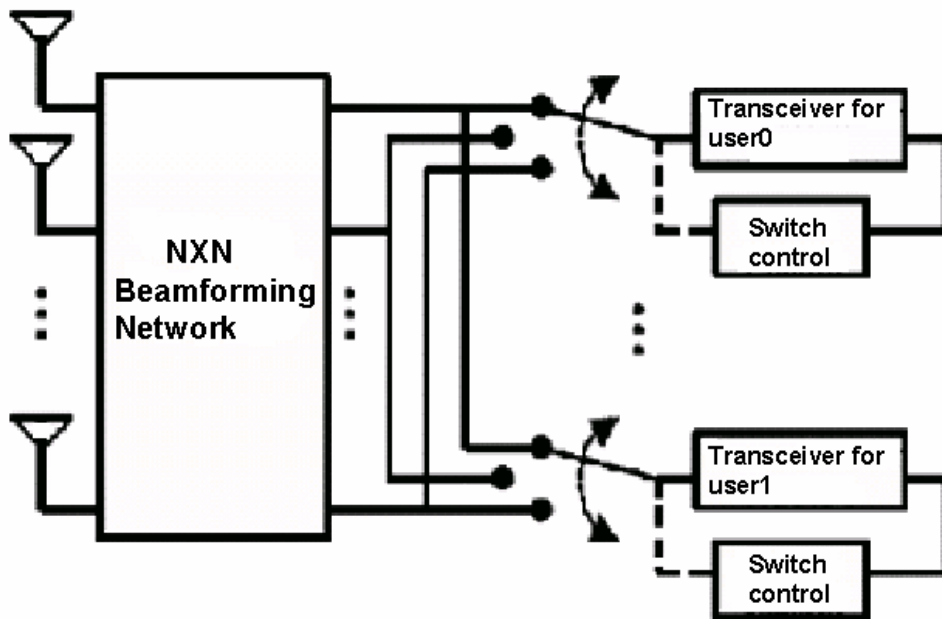
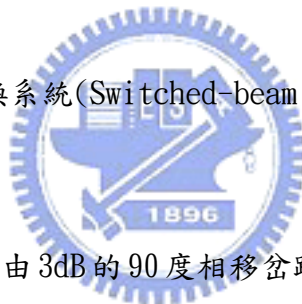


圖 2-10 波束切換系統(Switched-beam system)的架構示意圖



巴特勒矩陣的架構主要由 3dB 的 90 度相移岔路功率分配器(3dB quadrature hybrid)、固定相移器(Fixed phase shifter)、和陣列天線(Antenna array)三個部份構成。如圖 2-11 所示為一個 4x4 巴特勒矩陣的示意圖。由圖中可看出，除了 3dB 的 90 度相移岔路功率分配器(3dB quadrature hybrid)以外，中間利用交錯兩個輸入部分，及 45° 固定相移器(Fixed phase shifter)的補償長度，當由四各不同輸入端(x1, x2, x3, x4)輸入時，在四個輸出端(即天線陣列的激發端)會產生值為正負 45°，及正負 135° 的相位差。而當於陣列天線激發端給定固定的相位差時，即可調變主波束的方向，達到波束切換的目的。

對於一 $N \times N$ 巴特勒矩陣而言，其天線陣列為一沿著 z 軸方向的等距離天線陣列。其中 d 為天線陣列元素的間距， β 為波數， θ 為偏離 z 軸之角度， α 元素間的相位差。

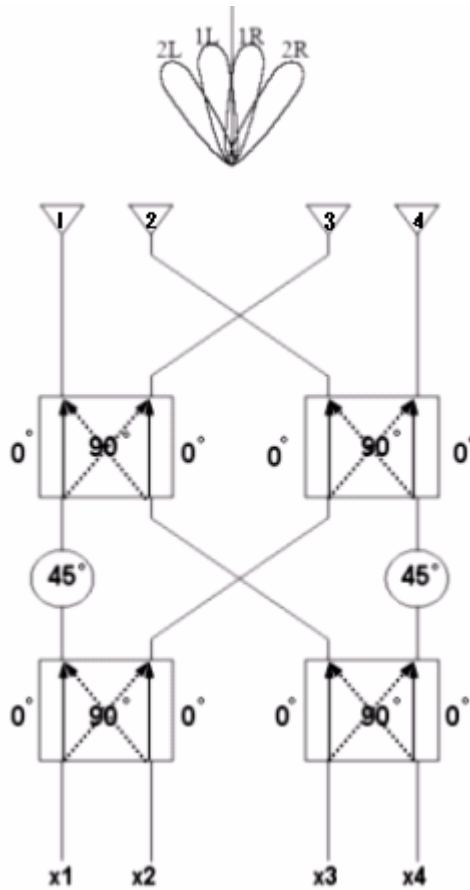


圖 2-11 4x4 巴特勒矩陣的示意圖

由天線理論[1]可得天線的正歸化的陣列因子為式(2.4)， $\psi = \beta d \sin \phi - \delta$ ， $\phi = 90^\circ - \theta$ ， N 為天線元素的數目。

$$f(\psi) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (2.4)$$

在 $\psi = 0$ 時有最大值，主波束的方向為：

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\delta}{\beta d} \right) \quad (2.5)$$

其中， δ 是由巴特勒矩陣所決定的。當訊號由不同的輸入端輸入，在不同的輸出端會產生不同的傳播相位差 $\delta_k = (2k-1)\pi/N$ ， k 表示波束的編號，

$k=1, 2, 3, \dots, N/2$ 。將 δ_k 代入式(2.5)中，可得波束方向角 σ_k 為式(2.7)

$$90^\circ - \theta_k = \sigma_k \quad (2.6)$$

$$\sigma_k = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{Nd}\left(k - \frac{1}{2}\right)\right) \quad (2.7)$$

當天線陣列元素間距決定後，巴特勒矩陣的各個波束角度分佈將會固定不變。

如圖 2-12 所示，當訊號由 x_1 輸入時，會產生主波束在 1R 的方向。當訊號由 x_2 輸入時，會產生主波束在 2L 的方向。當訊號由 x_3 輸入時，會產生主波束在 2R 的方向。而，當訊號由 x_4 輸入時，會產生主波束在 1L 的方向。如表 2-4 所示為元素間距 $=0.5\lambda$ 其天線陣列激發端之相位分佈與主波束方向的關係表格。

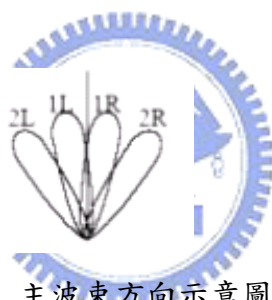


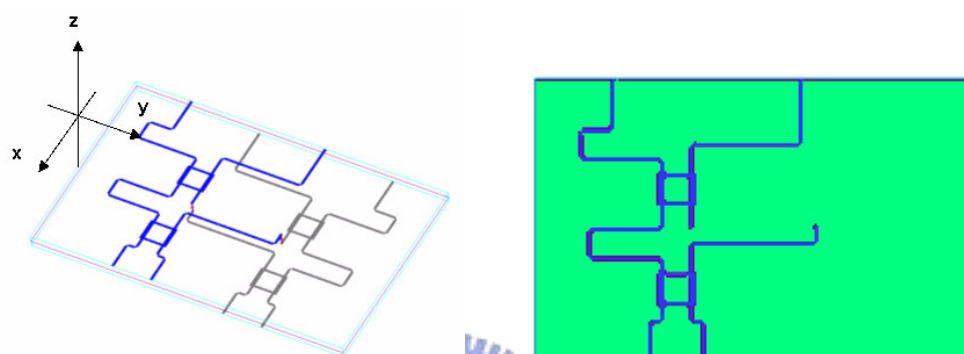
圖 2-12 主波束方向示意圖

	天線1激發端	天線2激發端	天線3激發端	天線4激發端	元素間相位差	主波束方向角 σ
x_1	-45°	-90°	-135°	-180°	-45°	14.5° (1R)
x_2	-135°	0°	-225° (135°)	-90° (270°)	135°	-48.6° (2L)
x_3	-90° (270°)	-225° (135°)	0°	-135°	-135°	48.6° (2R)
x_4	-180°	-135°	-90°	-45°	45°	-14.5° (1L)

表 2.4 元素間距 $=0.5\lambda$ 天線陣列激發端之相位分佈與主波束方向的關係表格

2.2-1 4x4 巴特勒矩陣設計

圖 2-13 所示為 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖，我們使用了雙層微波基板連結的結構，其中交錯的部分，我們使用 via 連接訊號。一般而言，在微帶線交錯的部分使用 0dB 的耦合器，將能量耦合到另外一端，而在設計時要考慮到隔絕其他的輸出埠的效能，避免訊號有返回或損耗的現象，而使用 via 連接訊號的方式可達到完全隔絕的效果。



巴特勒矩陣饋入結構俯視圖

圖 2-13 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖

低旁瓣準位設計

陣列理論中，提到當陣列天線激發電流為均勻分佈時，增加天線的數目，天線之旁瓣準位亦會越低。於實際電路設計，若天線陣列的數目量有限，又因為某些電磁效應的影響，例如天線間的一些耦合效應，都會使得陣列天線的旁瓣準位無法低於-10dB。在此，我們將在天線陣列激發端設計為非均勻的電流分佈來降低旁瓣準位。由於四個天線陣列的限制，且經由模擬比較了多種激發電流比，包含柴比雪夫(Chebyshev)、均勻分布(Uniform distribution)、二項式分佈(Binomial distribution)等等，評估電路設計的簡易性與模擬比較效果，採用二項式分佈，經由模擬比較後，選定以 1:2:2:1 之二項式分佈。

為了使電路本身結構簡單化，我們使用了激發電流比為 1:2:2:1 分佈的方式來降低旁瓣準位。圖 2-14 所示為使用了激發電流比為 1:2:2:1 分佈的 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖。如圖 2-15 所示，在 y1 及 y4 輸出端部分，使用一個等量

的功率分配器(equaled power divider)，在其中一端輸出使用一個 50 歐姆的晶片電阻做為負載。

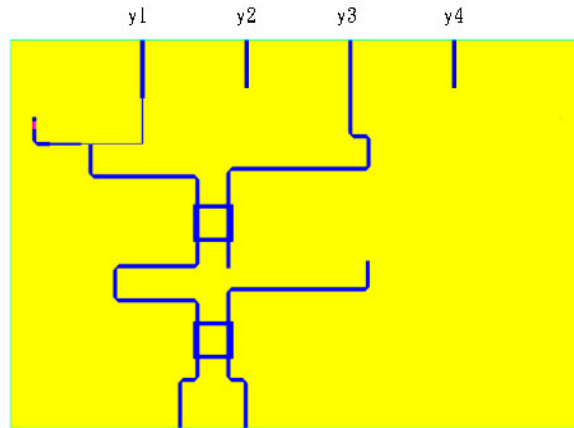


圖 2-14 激發電流比為 1:2:2:1 分佈的 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖

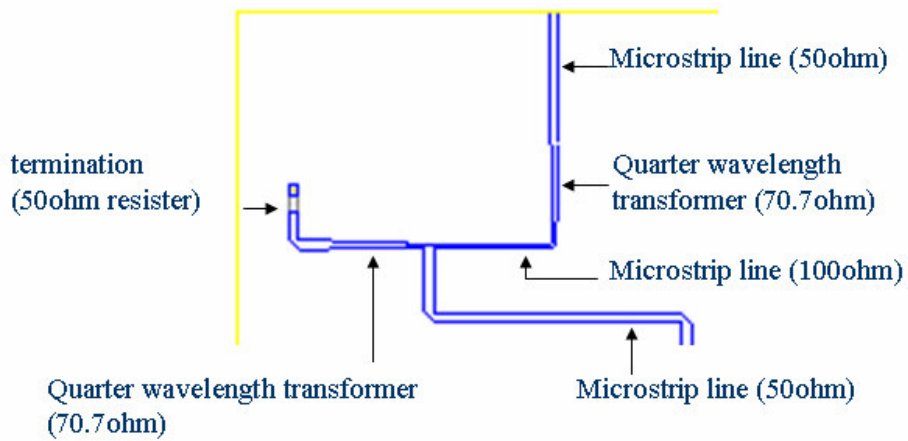


圖 2-15 激發電流比為 1:2:2:1 分佈的 4x4 巴特勒矩陣饋入的設計圖

2.3 射頻切換器

2.3-1 射頻切換器原理

切換器 (Switch)，在許多系統上均有廣泛應用，即為所謂的開關，它是一種半導體控制電路，用來控制能量流向。舉例來說，如果傳送訊號與接收訊號共用一支天線，就需要一個開關來區別傳送訊號。實例又如汽車防撞雷達有多根天線，便需要切換器切換不同方向進來的訊號。

射頻切換器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 二極體射頻切換器一般用於低功率、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 2-16 是三種基本類型：單刀單擲開關 (single-pole single-throw, SPST)、單刀雙擲開關 (single-pole double-throw, SPDT)、單刀三擲開關 (single-pole triple-throw, SP3T)。

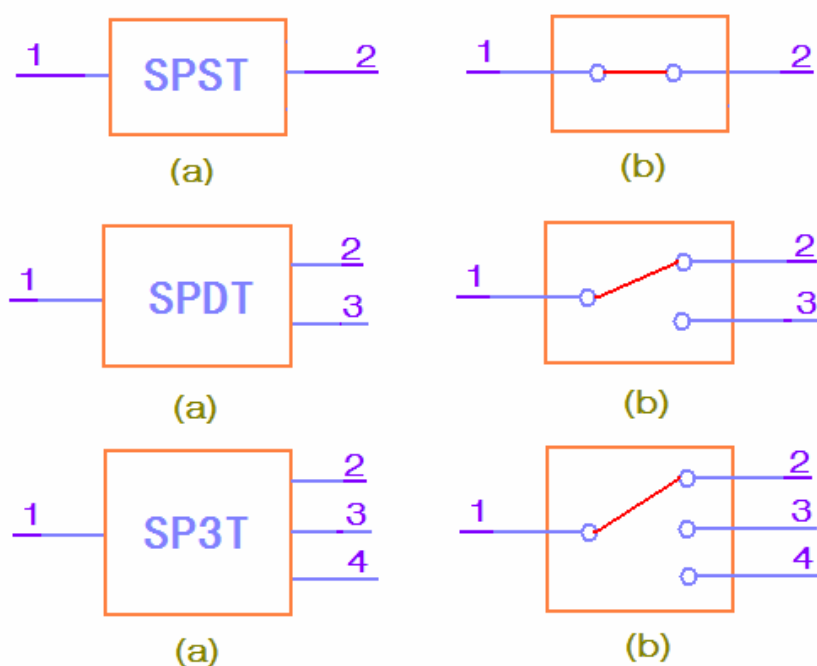


圖 2-16 三種基本類型的 (a) 符號與 (b) 方塊圖

IC 部分使用現成已封裝之單顆單刀雙擲開關二極體，並直接製作在微波基板上，以增加電路的使用空間，並簡化系統的組裝，本文所使用之二極體為 HEXAWAVE 之 HWS468，如圖 2-17，為一砷化鎵 SPDT 切換器 (GaAs SPDT switch)，操作頻率範圍從 DC 至 6GHz， 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 2-18 為此二極體之大小規格，整個封裝後大小約為 $2.1 \times 2.1 \text{mm}$ ，以及表 2-5 為此 SPDT 二極體之邏輯表，依據此邏輯表偏壓，以用來控制訊號的流向。

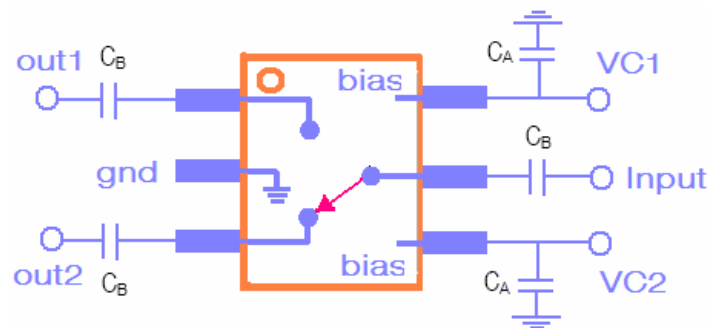
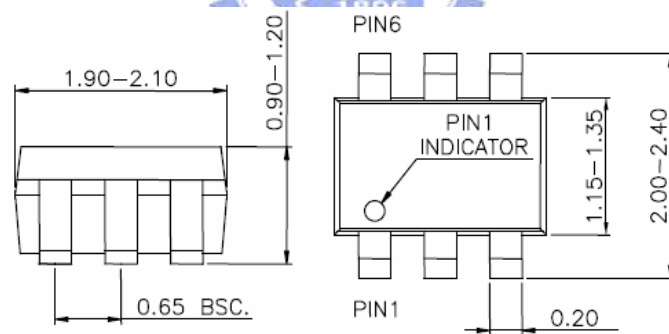


圖 2-17 HWS468 砷化鎵二極體俯視圖



Unit:mm

圖 2-18 HWS468 砷化鎵二極體外型規格圖

VC1	VC2	Input - Out1	Input - Out2
1	0	Isolatuion	Insertion Loss
0	1	Insertion Loss	Isolatuion
"1" = +3V to +5V : "0" = 0V to +0.2V			

表 2.5 HWS468 砷化鎵二極體之邏輯表

原設計規劃上，將此射頻切換器置於 4×4 巴特勒矩陣電路的輸出端或 8×8 巴特勒矩陣電路的輸出端，利用射頻切換器降低輸入輸出訊號的埠(port)數量，轉為 4×8 巴特勒矩陣電路，如圖 2-19 之所示，其中(a)部分將切換器設計於 4×4 巴特勒矩陣電路輸出端，在本論文中即為輸出端接上天線，利用切換器切換兩組天線，而(b)部分則是接在 8×8 巴特勒矩陣電路輸入端(8×8 巴特勒矩陣將在下一章節介紹)，將原本八埠電路縮減為四埠電路，如此設計可降低輸入或輸出埠的複雜度，另一方面亦可降低電路設計的複雜度。

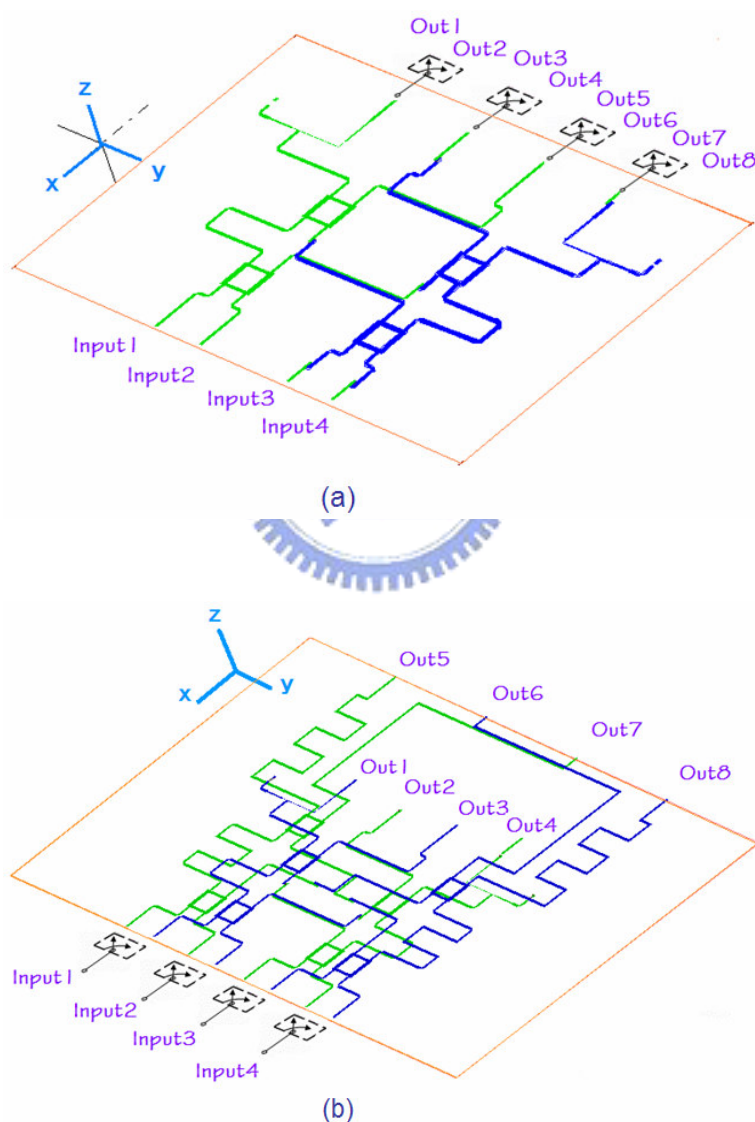


圖 2-19 (a) 切換器於輸出端 (b) 切換器於輸入端之巴特勒矩陣電路

2.3-2 射頻切換器實作與量測結果討論

由於之後將射頻切換器設計於巴特勒矩陣上，因此選用之板材與上述天線基板相同，如下表參數：

Substrate dielectric constant	:	3.38
Substrate thickness	:	0.508mm
Substrate loss tangent	:	0.0027

圖 2-20 為電路實作圖，上下兩條電線是外接直流偏壓(bias)，中間為 HW 468 之砷化鎵 SPDT 二極體，欲量測的部分包含介入損失 (Insertion Loss)、隔離度 (Isolation)，偏壓方式如表 2-5 方式，介入損失的考量是對於射頻訊號通過的諧波衰減度，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。

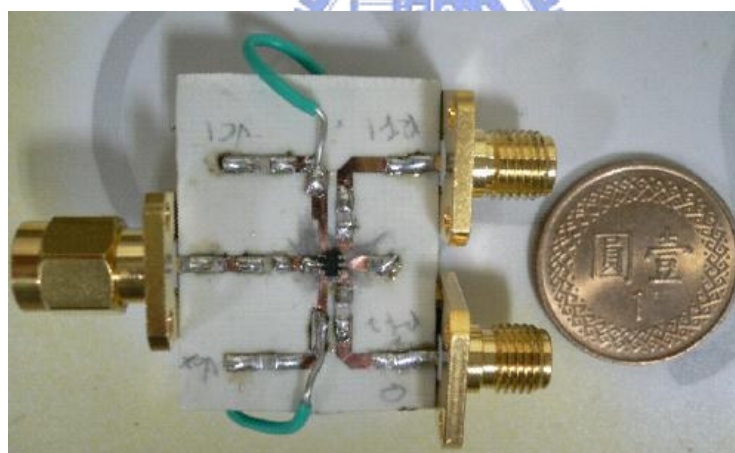
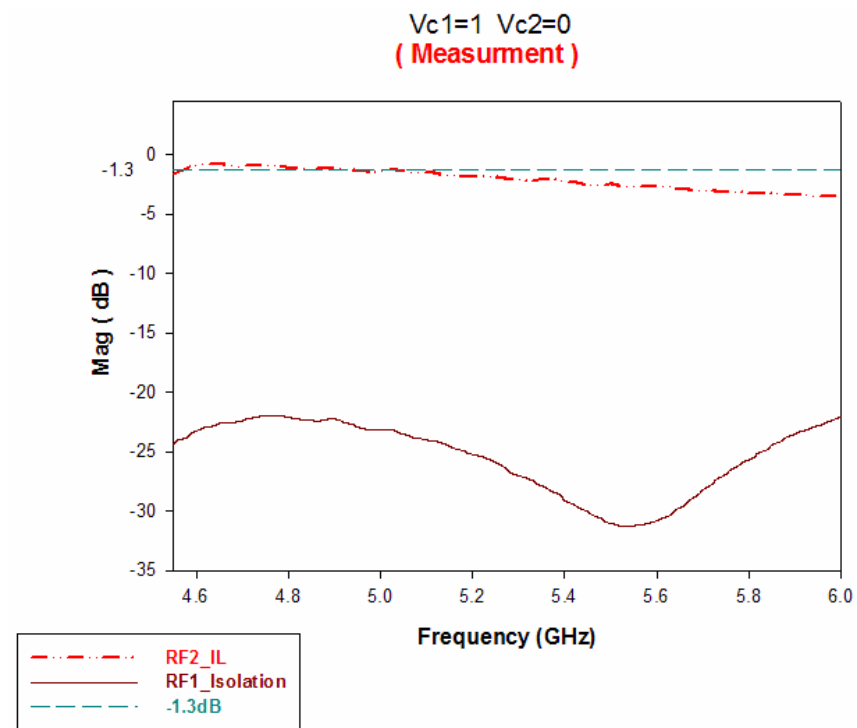


圖 2-20 SPDT 射頻切換器實作圖

由射頻切換器量測結果，從圖 2-21 與表 2-6 中(a)(b)所示，其中(a)表示在邏輯 VC1=1、VC2=0 情況下的介入損失與隔離度，此時在 5GHz 的 Out2 之介入損失為-1.28dB，此時 Out1 之隔離度為-23.1dB；(b)表示在邏輯 VC1=0、VC2=1 情況下的介入損失與隔離度，此時在 5GHz 的 Out2 隔離度為-20.3dB，此時 Out1 之介入損失為-1.31dB。在所量測隔離度上均在-20dB 以下，與公司的資料表 (Data sheet)相近，而量測的介入損失在 5GHz 約為-1.3dB 左右，稍嫌偏低，能量約通過 74%，公司所給的資料表顯示在夾具測試下此 5GHz 應該有-0.6dB 的介

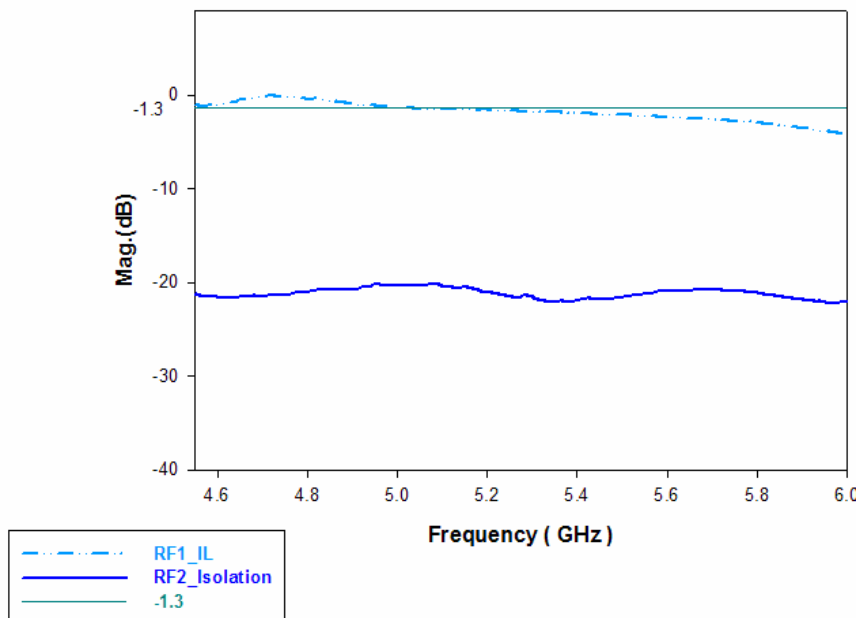
入損失，會導致如此結果部分可能原因之一為線路處理的不夠理想以及需要在縮小電路以降低損耗的出現。



(a)



Vc1=0 Vc2=1
(Measurement)



(b)

圖 2-21 SPDT 射頻切換器(a)(b)之不同邏輯設定之量測結果

Freq. (GHz)	4.90	4.95	5.0	5.05	5.1
Insertion Loss (dB)	-1.15	-1.35	-1.28	-1.4	-1.49
Isolation (dB)	-22.3	-22.9	-23.1	-23.5	-24

(a)

Freq. (GHz)	4.90	4.95	5.0	5.05	5.1
Insertion Loss (dB)	-0.89	-1.12	-1.31	-1.42	-1.45
Isolation (dB)	-20.7	-20.2	-20.3	-20.3	-20.3

(b)

表 2.6 在 5GHz 頻率點周圍之參數

2.4 雙軸波束切換效能 5GHz 新式巴特勒矩陣波束形成器

雙平面場型調變的巴特勒矩陣



結合前面所設計之矩形微帶天線，其天線陣列的元素間距為 0.5λ （空氣中的波長）以及單一導體洩漏波天線，其天線陣列的元素間距為 0.95λ （空氣中的波長）與四組射頻切換器之 4×4 巴特勒矩陣電路，此結構有四個饋入端 (x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4)，利用四個切換器同時切換，則可切換在 y - z plane 與 x - y plane 的場型。

當 SPDT 射頻切換器同時切換至 $V_{c1}=0$ 、 $V_{c2}=1$ 的邏輯時，單一導體洩漏波陣列天線的線路端全部導通，微帶天線端線路為關閉，此時四個饋入端所量測到的分別為單一導體洩漏波天線的四個方向波束；反之切換至不同邏輯偏壓時，量測為微帶天線陣列的四方向波束。

圖 2-22 為其結構圖，由結構圖所示藉由場型在垂射(broadside)之微帶天線陣列以及場型在端射(endfire)方向具高指向性的洩漏波天線陣列，可以達到具有雙平面場型調變的功能。如圖 2-23 所示為其俯視圖；圖 2-24 為實作之後的電路圖。其中設計參數如下：使用 $\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tangent}=0.0027$ ， $h=0.508\text{mm}$ 的板材。

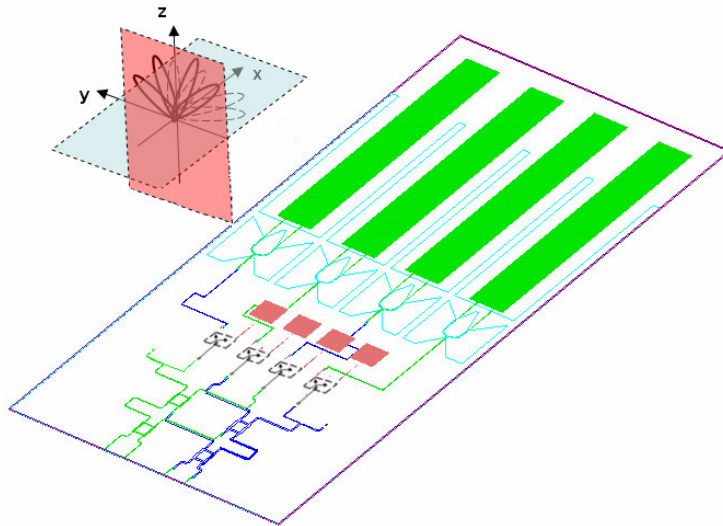


圖 2-22 雙平面場型調變的巴特勒矩陣結構圖

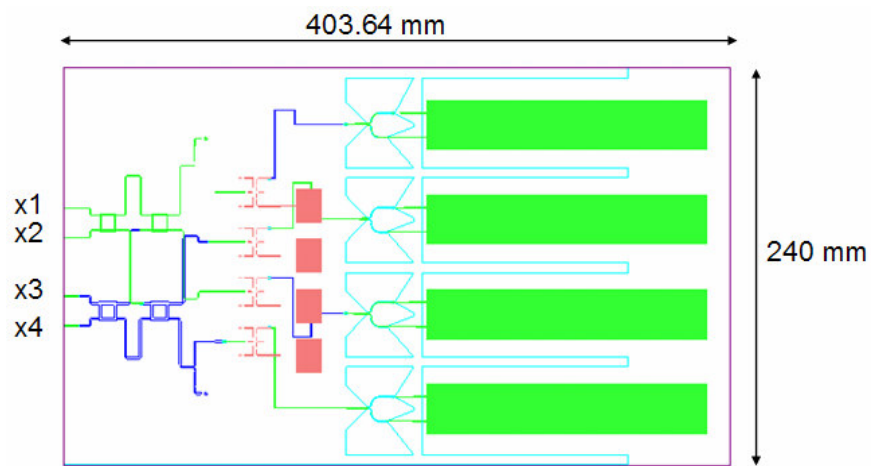


圖 2-23 雙平面場型調變的巴特勒矩陣俯視圖

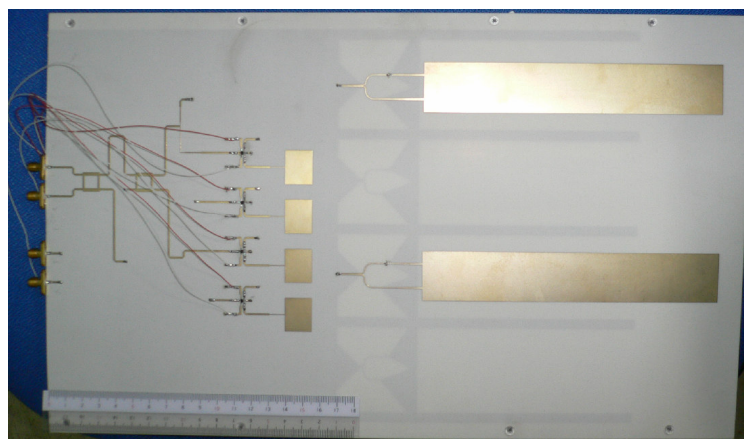


圖 2-24 雙平面場型調變的巴特勒矩陣實體圖

如圖 2-25 所示為實際所量測到之 S 參數圖，其為在 $V_{c1}=0$ 、 $V_{c2}=1$ 時分別量測出來的回返損失(Return Loss)與隔離度(Isolation)，由回返損失可以看出訊號在 5GHz 的情況下皆有通過，亦為都在 -10dB 以下，而隔離度為量測是否有訊號洩漏至其他埠進而導致訊號干擾，由量測數據顯示隔離度皆在 -20dB 左右。圖 2-26 則為 $V_{c1}=1$ 、 $V_{c2}=0$ V 時所量測出來得到的數據。

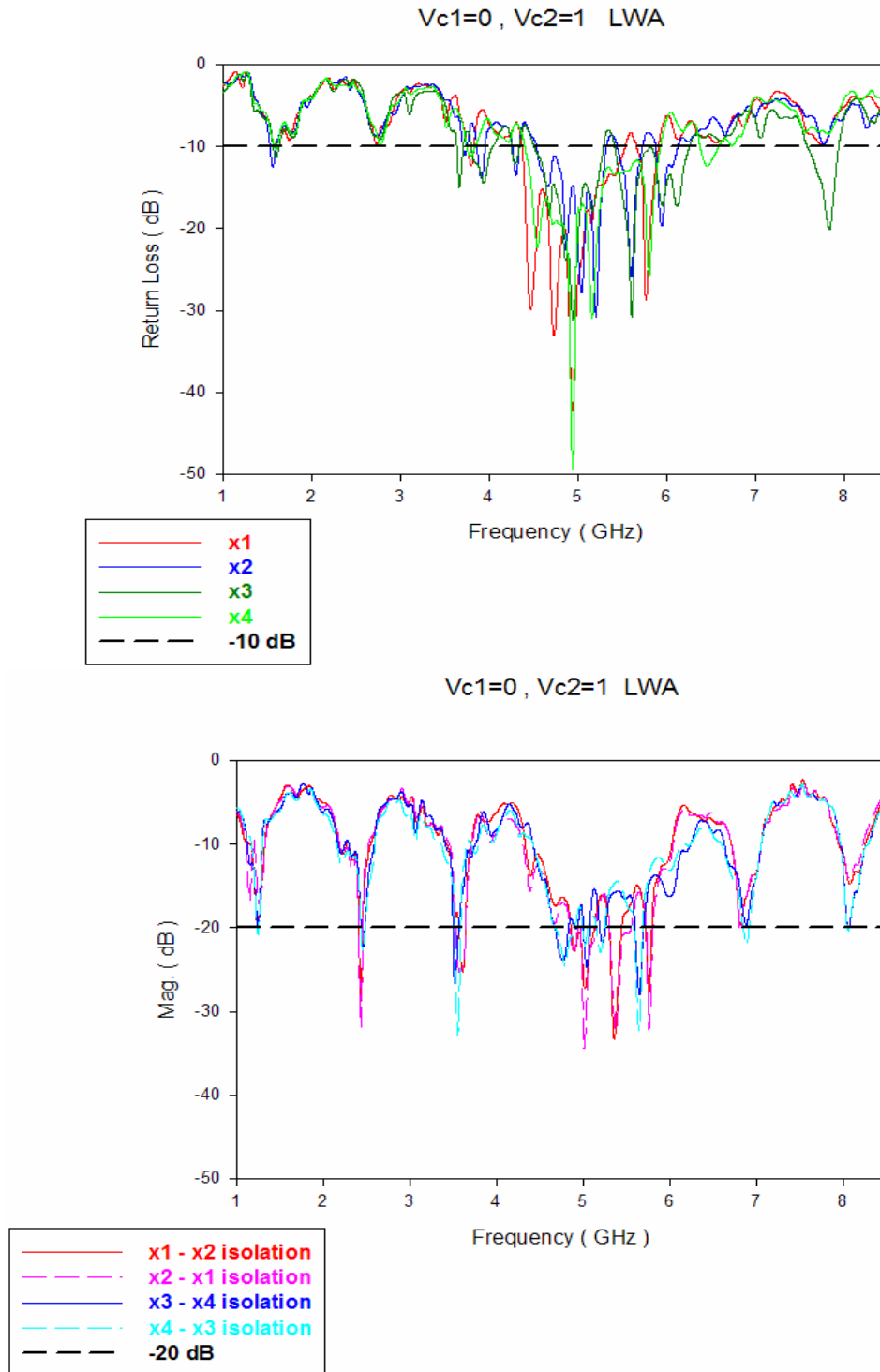


圖 2-25 $V_{c1}=0$ 、 $V_{c2}=1$ 之 S 參數圖

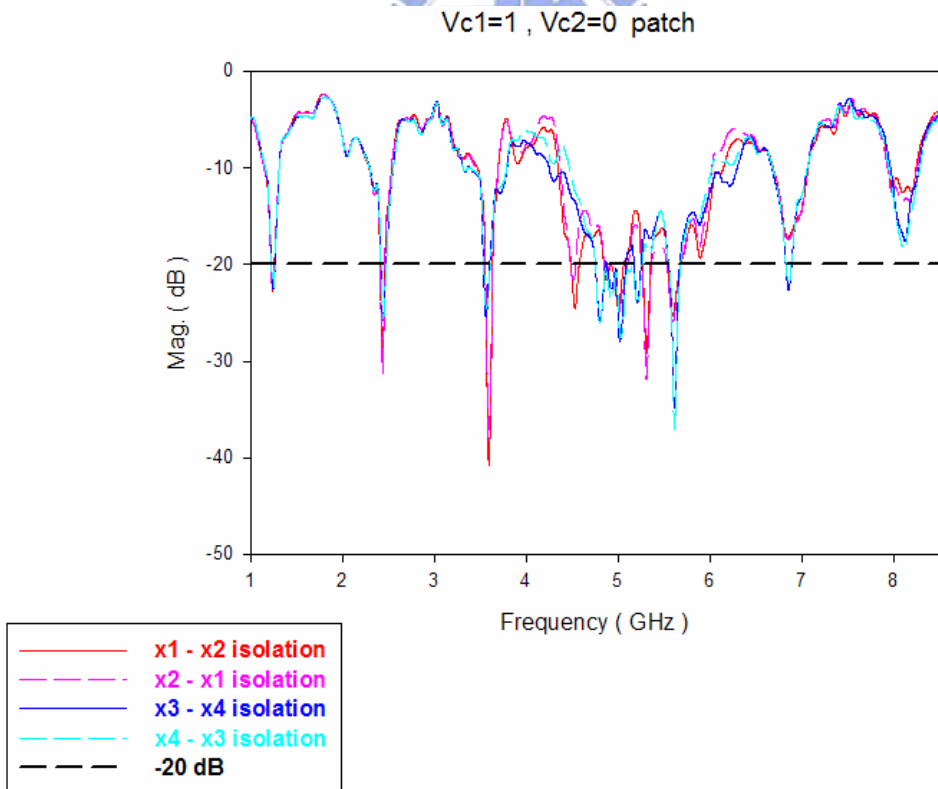
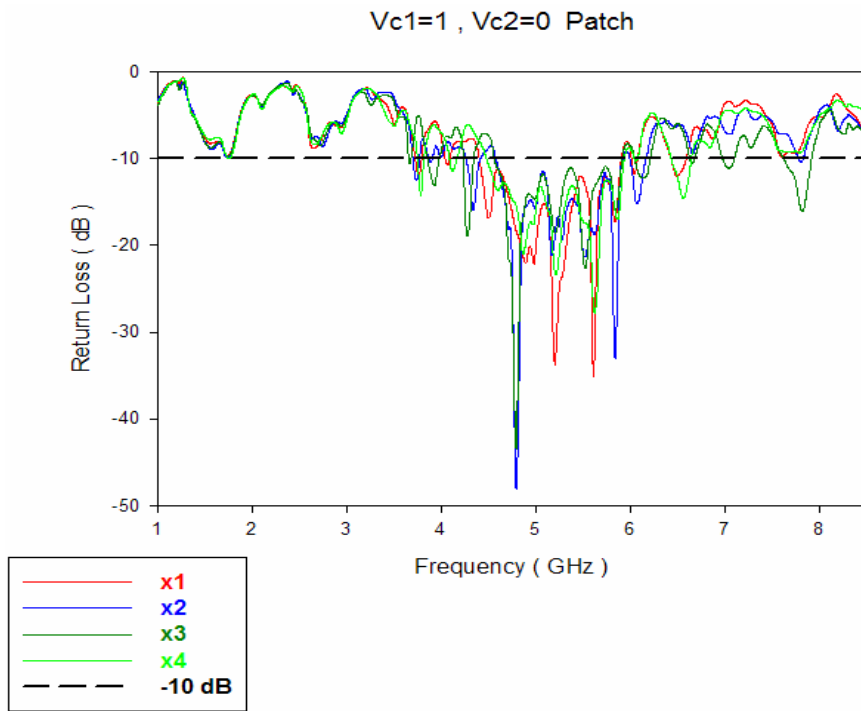
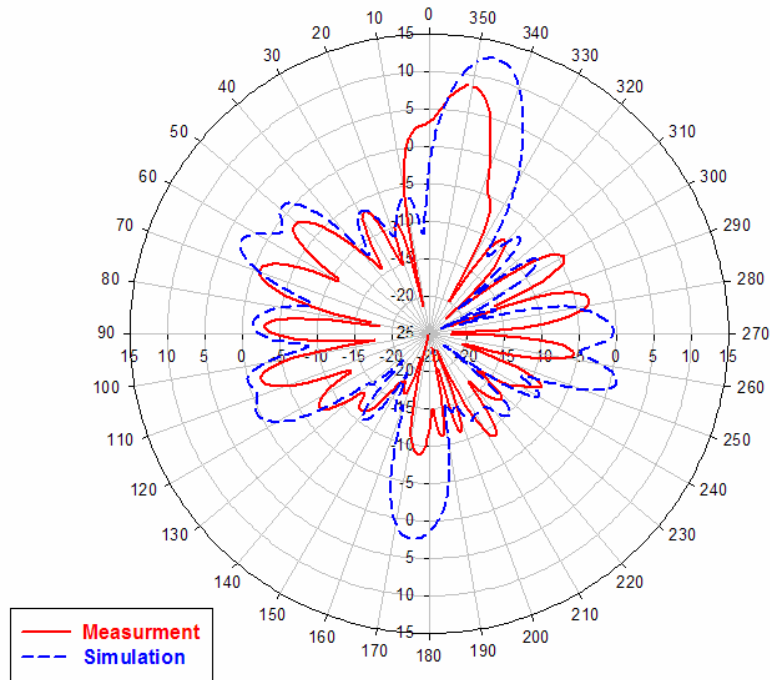
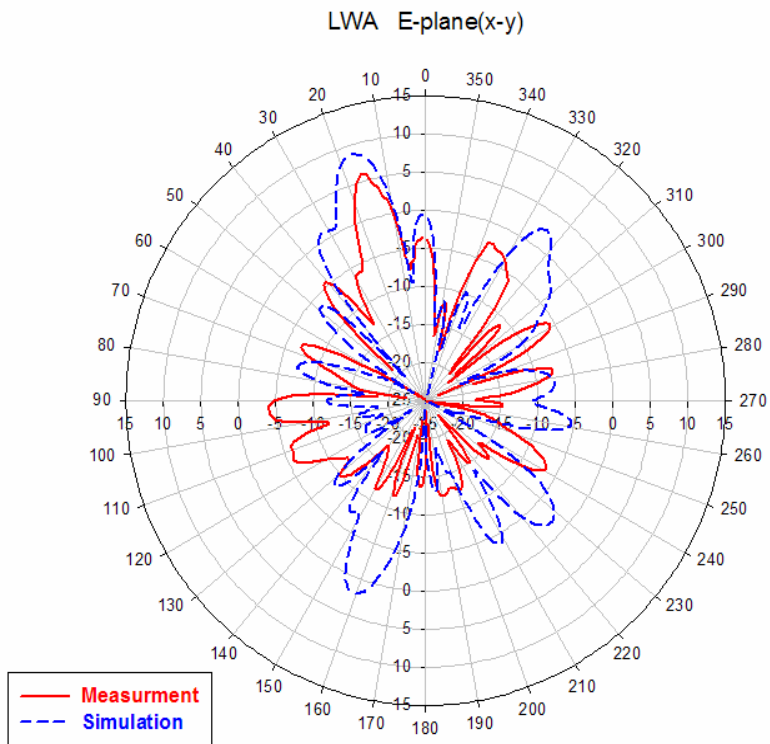


圖 2-26 Vc1=1、Vc2=0 之 S 參數圖

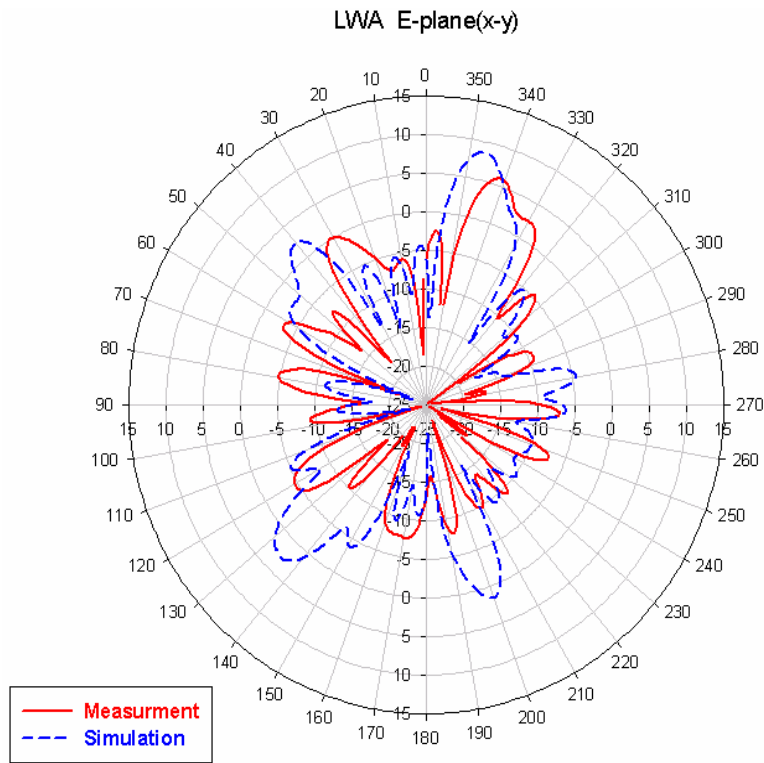
圖 2-27 是雙平面場型調變的 4x4 巴特勒矩陣，為切換器同時在邏輯為 VC1=1，VC2=0，此時切換至洩漏波天線之量測與模擬場型的比較圖，量測方式是以遠場量測且頻率在 5GHz 所量測到的輻射場型。



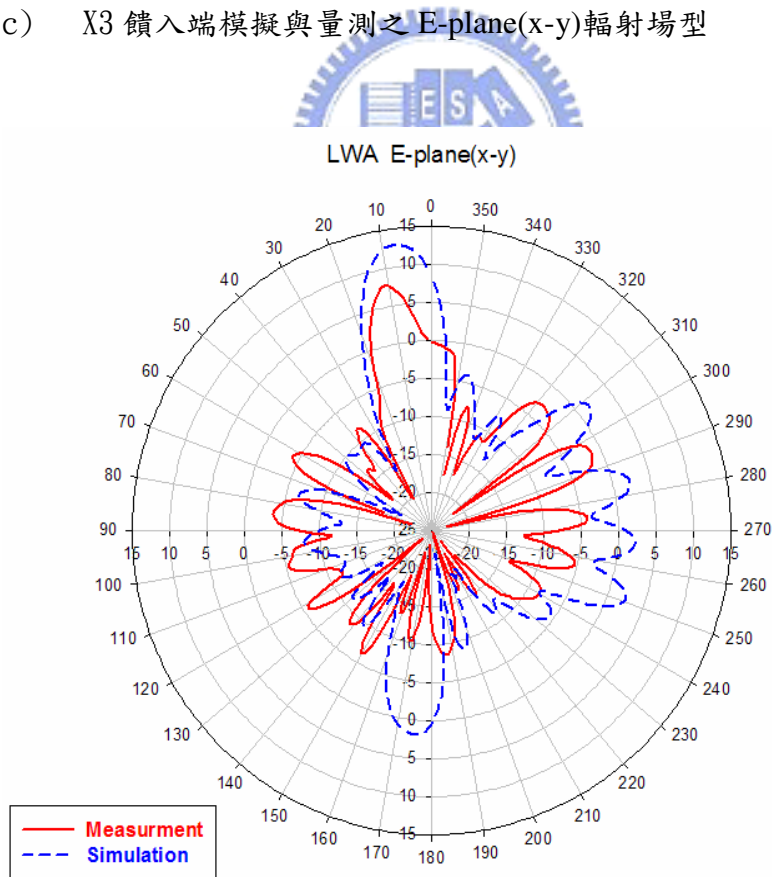
(a) X1 饋入端模擬與量測之 E-plane(x-y)輻射場型



(b) X2 饋入端模擬與量測之 E-plane(x-y)輻射場型



(c) X3 饋入端模擬與量測之 E-plane(x-y)輻射場型



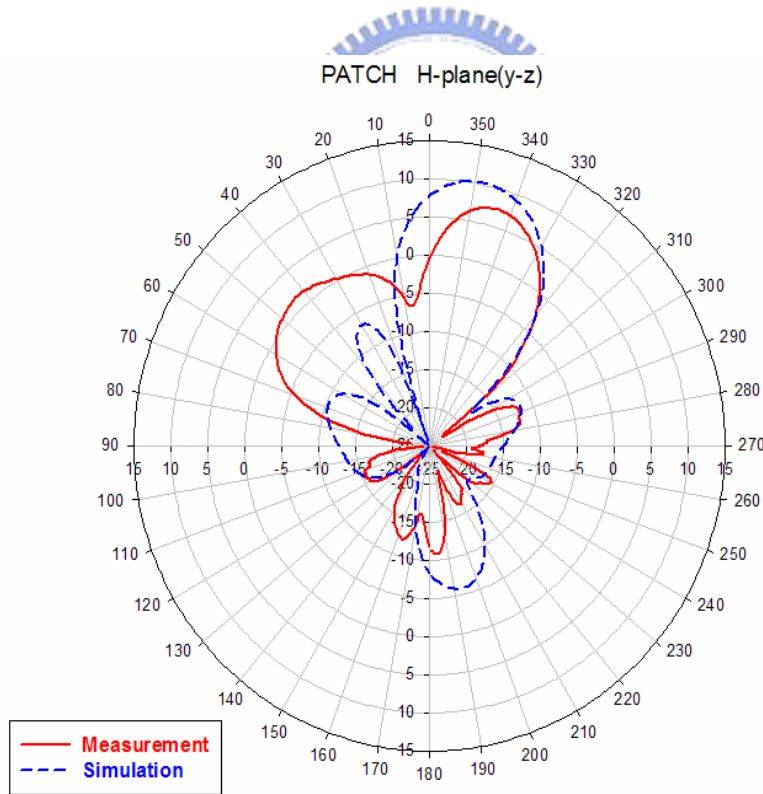
(d) X4 饋入端模擬與量測之 E-plane(x-y)輻射場型

圖 2-27 (a)(b)(c)(d)單一導體洩漏波天線陣列之 4x4 巴特勒矩陣
電路場型模擬與量測比較圖

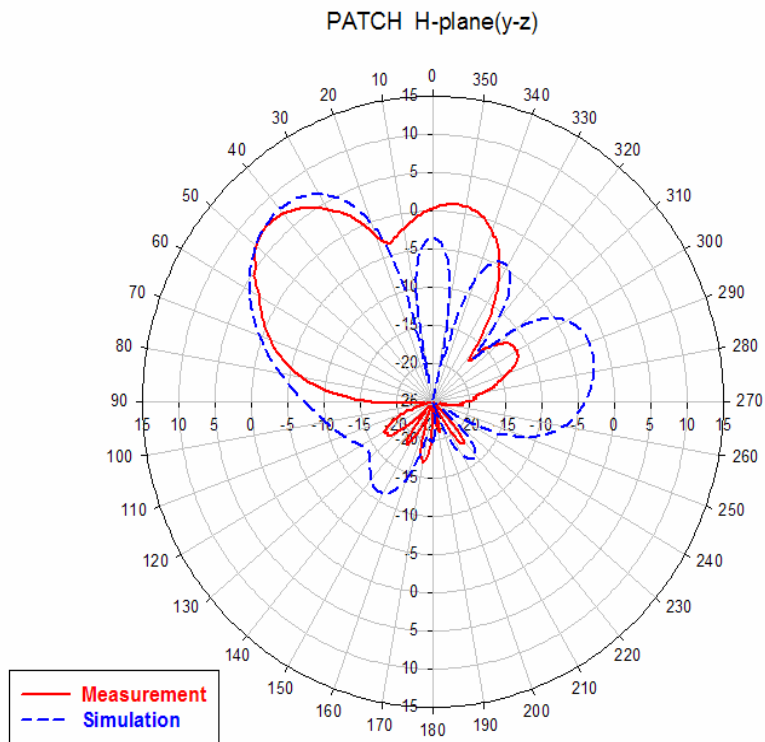
	α	Main beam direction (array factor)	Main beam direction (measurement)
x1	-45°	7.6° (1R)	11°(349°)
x2	135°	-23.3° (2L)	-16°
x3	-135°	23.3° (2R)	19°(341 °)
x4	45°	-7.56° (1L)	- 11°

表 2.7 單一導體洩漏波天線主波數方向角度之計算與量測比較

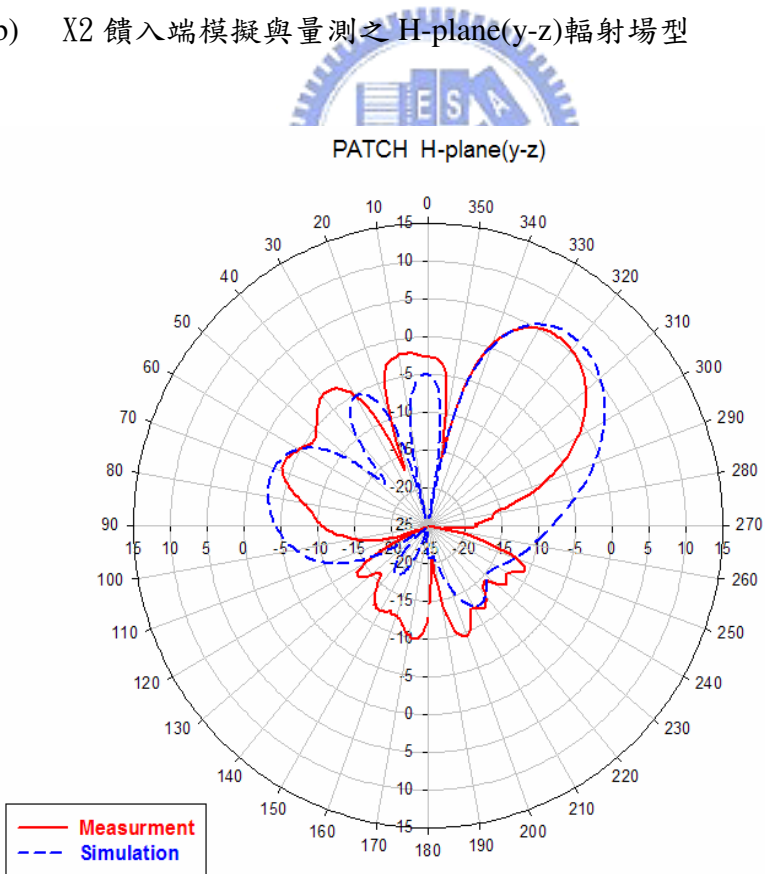
圖 2-28 是雙平面場型調變的 4x4 巴特勒矩陣，為切換器同時在邏輯為 VC1=0，VC2=1，此時切換至微帶天線之量測與模擬場型的比較圖，量測方式亦為以遠場量測且頻率在 5GHz 所量測到的輻射場型。



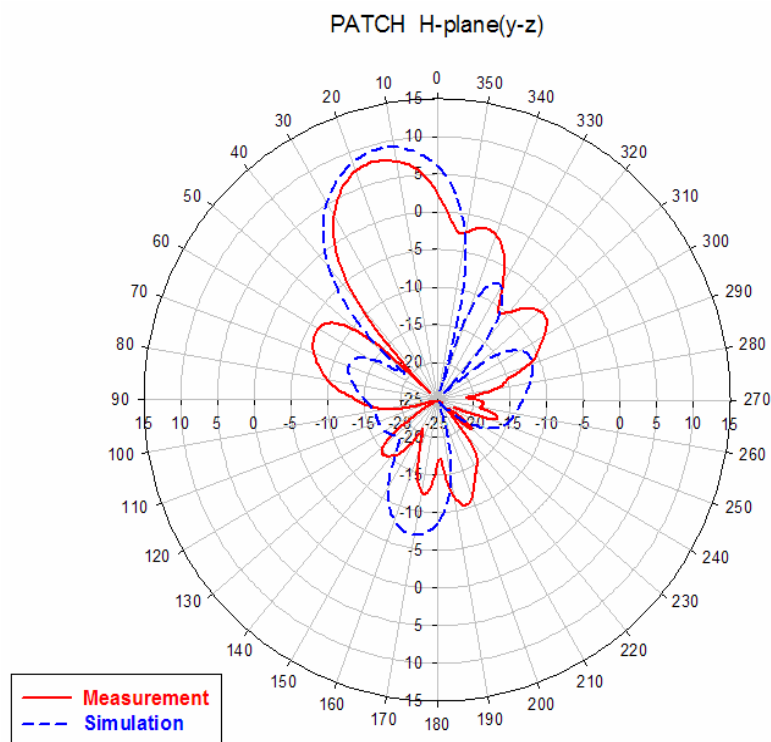
(a) X1 饋入端模擬與量測之 H-plane(y-z)輻射場型



(b) X2 饋入端模擬與量測之 H-plane(y-z)輻射場型



(c) X3 饋入端模擬與量測之 H-plane(y-z)輻射場型



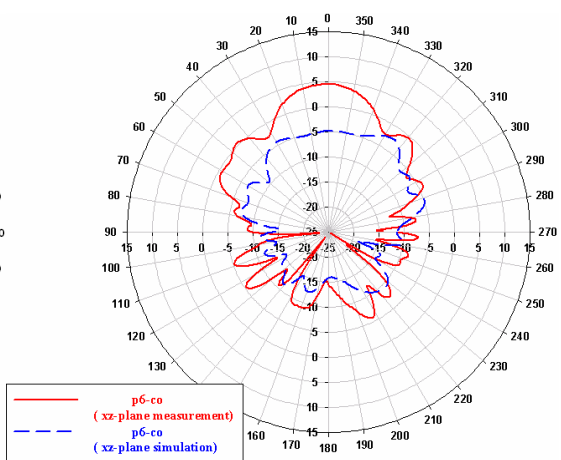
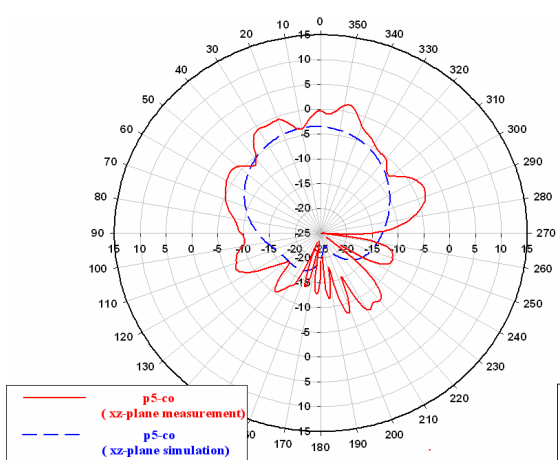
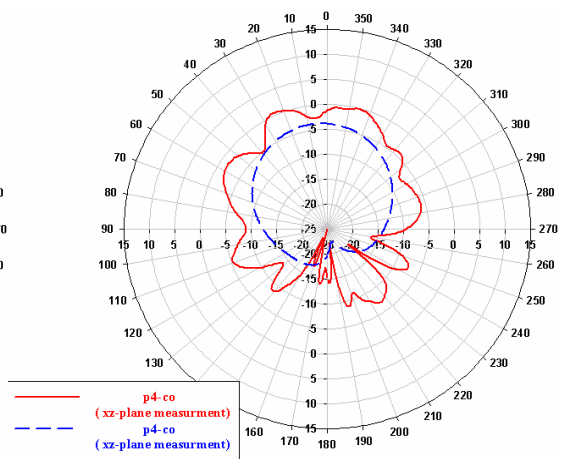
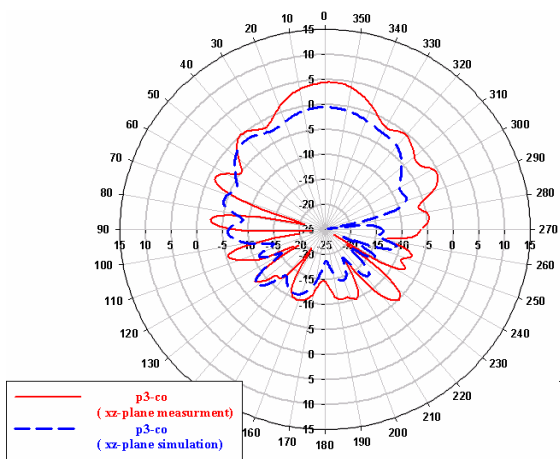
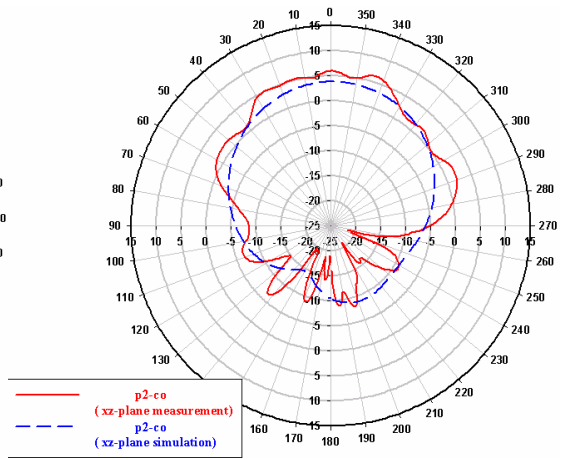
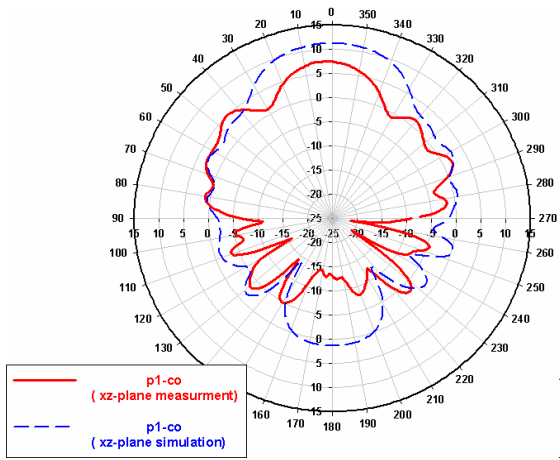
(d) X4 饋入端模擬與量測之 H-plane(y-z)輻射場型

圖 2-28 (a)(b)(c)(d)微帶天線陣列之 4x4 巴特勒矩陣電路場型模擬與量測比較圖

	α	Main beam direction (array factor)	Main beam direction (measurement)
x1	-45°	14.5° (1R)	16° (344°)
x2	135°	-48.6° (2L)	-41°
x3	-135°	48.6° (2R)	44° (316°)
x4	45°	-14.5° (1L)	-17°

表 2.8 微帶陣列天線主波數方向角度之計算與量測比較

除此之外，由於射頻切換器焊接於平面印刷電路上，儘管其封裝方式已試著降低對其他元件影響，且射頻切換器僅約莫為 $0.2\text{mm} \times 0.2\text{mm}$ 的外表規格，我們仍討論於相同側的陣列天線場型是否受到切換器干擾，如圖 2-29 與圖 2-30 即為陣列天線於其他軸向之主波束參數圖；



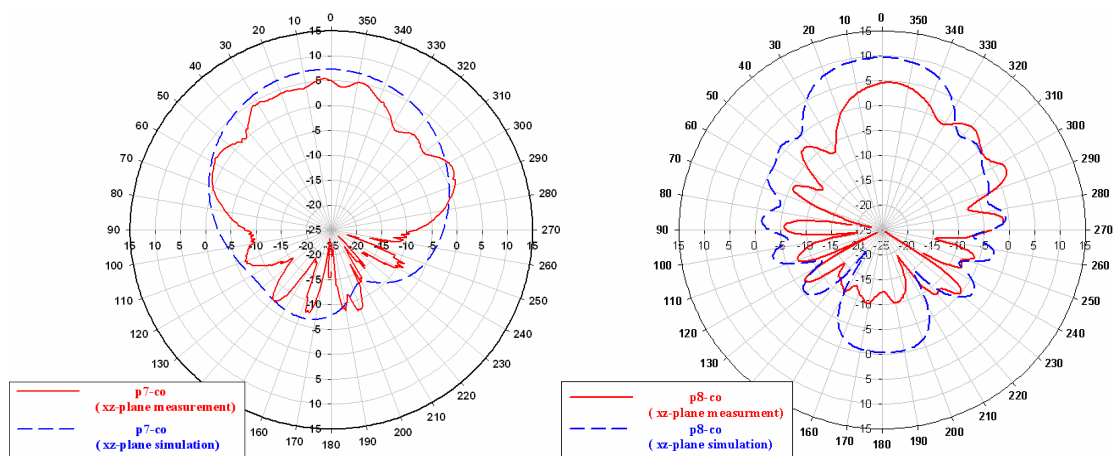
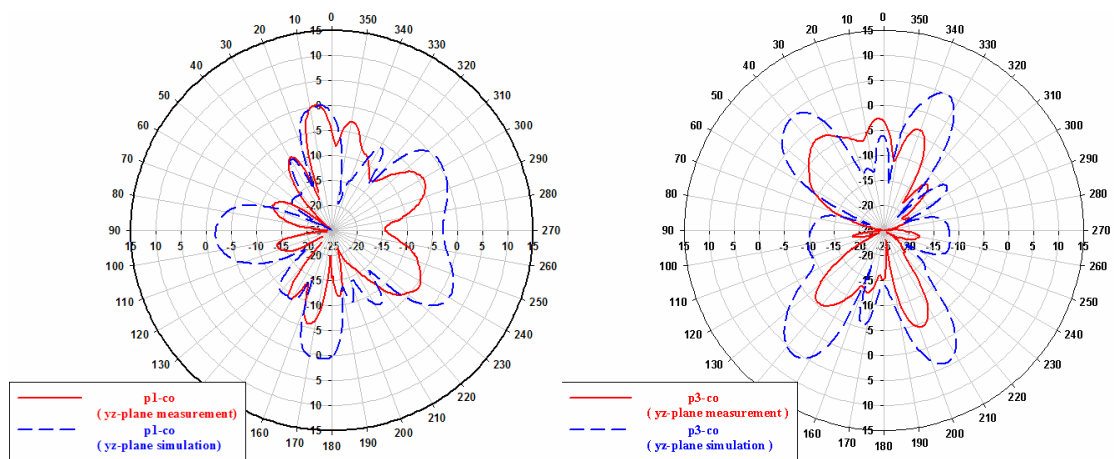


圖 2-29 所量測之陣列天線 xz-plane 場型圖

圖 2-29 分別代表經由量測後的 xz-plane 場型圖，其中 p1、p3、p6、p8 分別代表單一導體洩漏波天線之 xz-plane，場型由上圖可知，所模擬的增益值仍會比實際值大，而且 x-z 方向上不止受射頻切換器影響，電路的影響亦為存在；其中 p2、p4、p5、p7 分別代表微帶陣列天線的 x-z 場型圖，由於微帶天線夾雜於電路與不同天線間，因為場型較為雜亂，所受之影響較大。



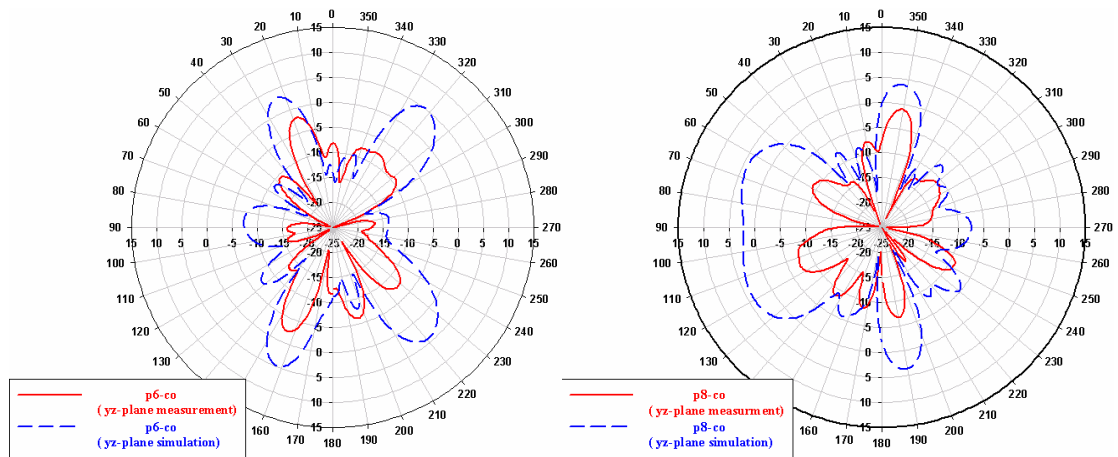


圖 2-30 所量測之單一導體洩漏波陣列天線 yz-plane 場型圖

圖 2-30 所示僅為單一導體洩漏波天線之 y-z 方向場型圖，微帶陣列天線已在先前討論過，在此方向上的場型圖與模擬有較多的出入，實際量測所得之增益亦為較小許多有場型圖可知所受之影響仍然是有的，要降低這些影響就要盡可能別讓天線與電路過於密集，避免嚴重干擾產生。



第三章 三軸波束切換效能 5GHz 新式巴特勒矩陣波束形成器

(Design of a Novel 5-GHz Butler Matrix Beamformer with Three-axis Beam-Switching Capability)

3.1 8x8 巴特勒矩陣設計

8X8 巴特勒矩陣為前章節所見之 4X4 巴特勒矩陣的延伸推廣，由於電路的設計是上下板結合，因此利用上下板的空間佈局來避開走線的衝突，進而擴增為 8X8 巴特勒矩陣，圖 3-1 所示，上方為 4x4 巴特勒矩陣，下方亦為另一組 4x4 巴特勒矩陣，合併為 8x8 巴特勒矩陣電路如圖 3-2。

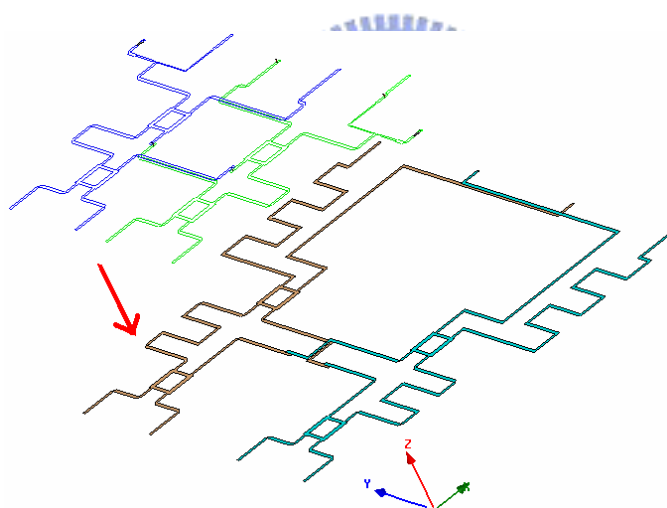


圖 3-1 兩個 4x4 巴特勒矩陣結合圖

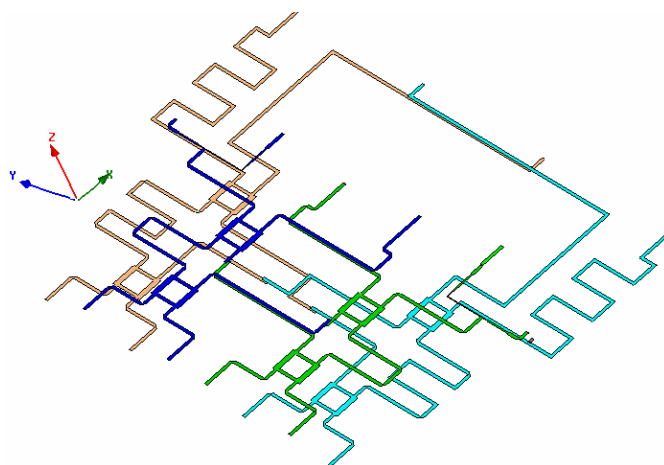


圖 3-2 8x8 巴特勒矩陣電路結構圖

3.2 三軸波束切換效能巴特勒矩陣

欲產生三軸波束切換效能波束形成器，共需要四組天線，即 x - y 平面兩組與 x - z 、 y - z 各一組，這四組天線直接採用之前所設計的天線，其中單一導體洩漏波天線有稍微為調整過，由於洩漏波天線所佔的面積較大，因為擺放位置便有了先天線限制，因此在電路佈局上採用兩組 8×8 巴特勒矩陣電路以互相垂直的方式佈局，如圖 3-3 結構圖與圖 3-4 俯視圖。

此結構共有十六個饋入端，其中微帶陣列天線之饋入端為(x_2 、 x_4 、 x_5 、 x_7 、 x_2' 、 x_4' 、 x_5' 、 x_7')、單一導體洩漏波天線之饋入端為(x_1 、 x_3 、 x_6 、 x_8 、 x_1' 、 x_3' 、 x_6' 、 x_8')，其中微帶天線為分別設計成上下兩面，洩漏波陣列天線設計互為 90° 度夾角，如此及可以掃描上下左右共四個方向

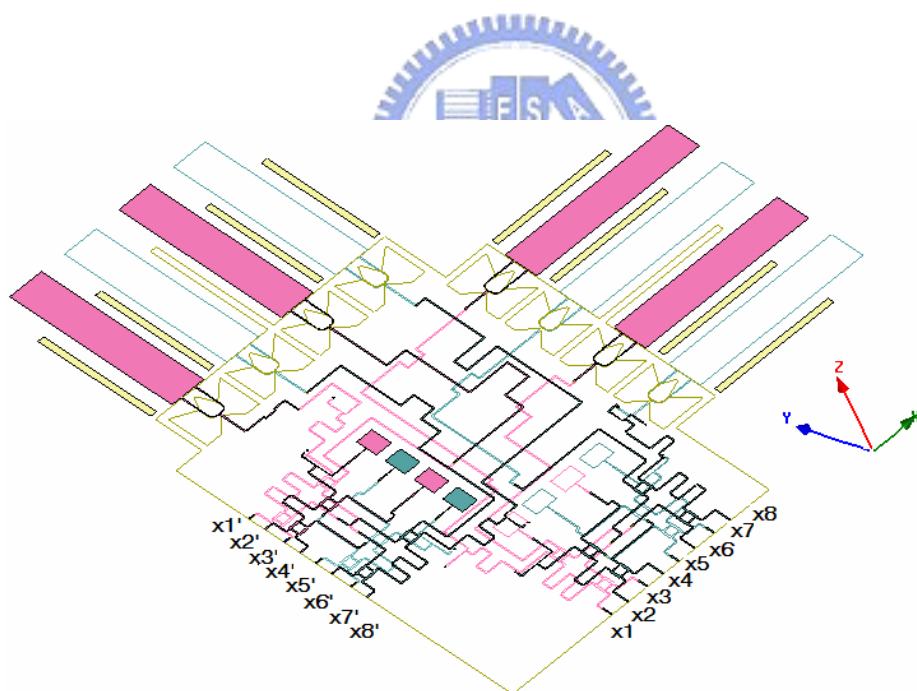


圖 3-3 三軸波束切換效能巴特勒矩陣結構圖

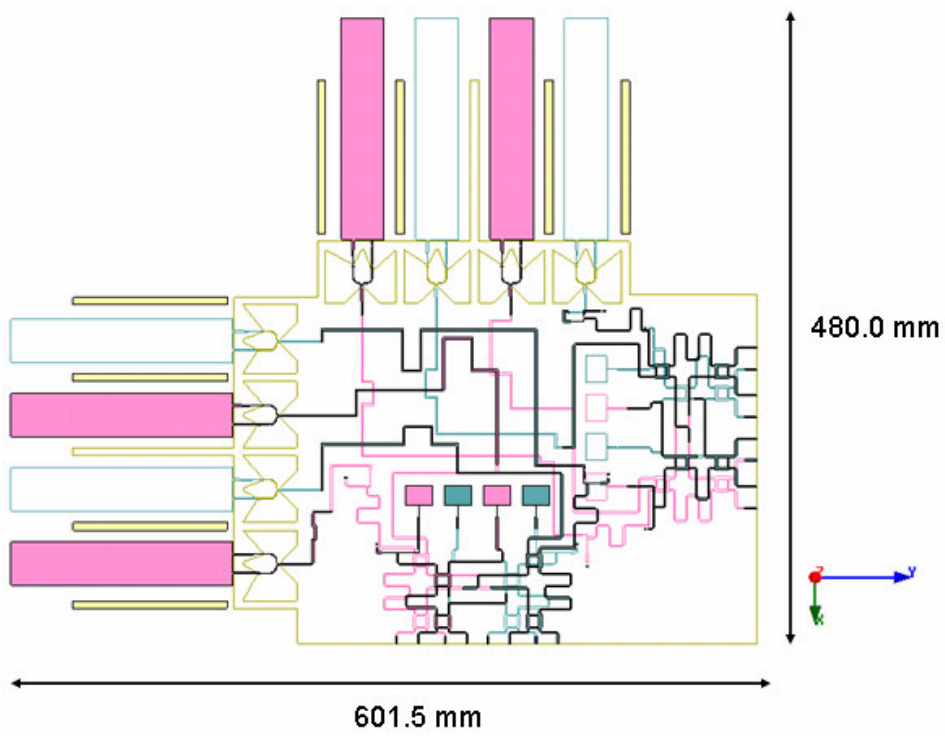


圖 3-4 三軸波束切換效能巴特勒矩陣俯視圖

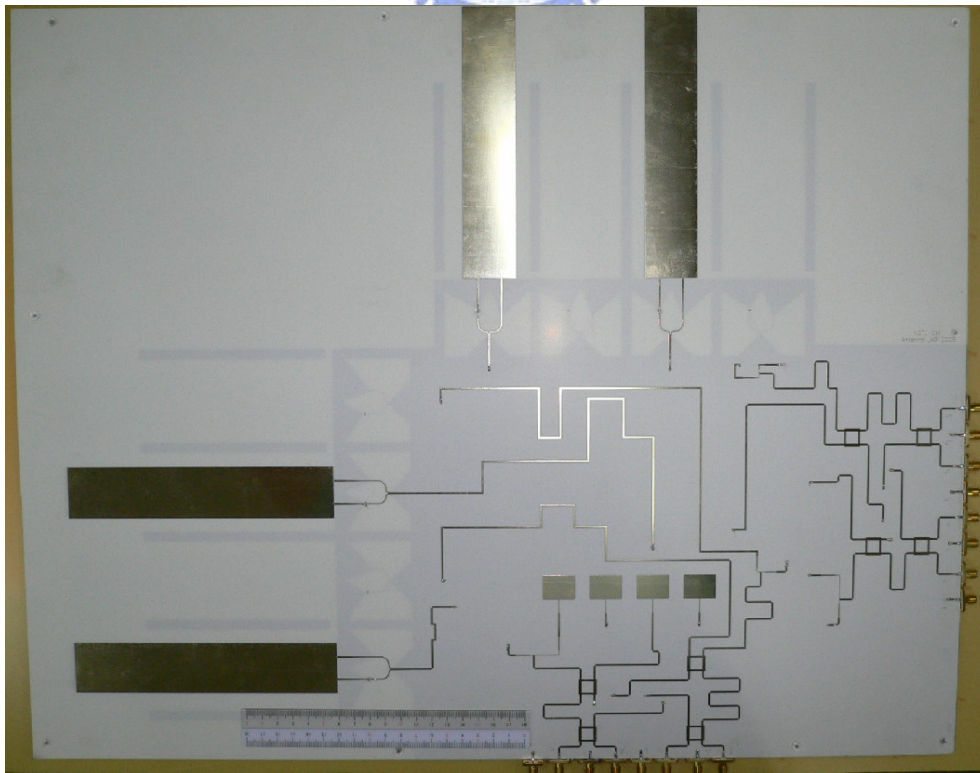


圖 3-5 三軸波束切換效能巴特勒矩陣正面俯視圖

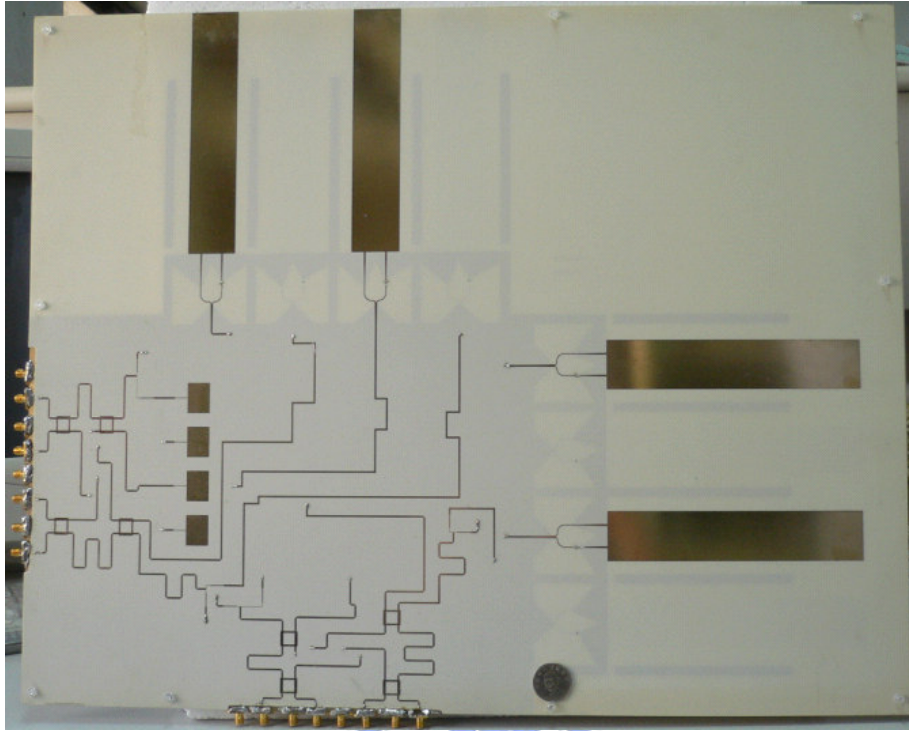


圖 3-6 三軸波束切換效能巴特勒矩陣背面俯視圖

中間線路的設計為利用相差整數倍個波長方式使路徑相同，這是在評估基板具有可接受的損耗程度，且避免線路折繞過長，產生更多的耦合效應之後而設計。

圖 3-7 顯示單一導體洩漏波陣列天線的反射損失圖，由圖可見在 5GHz 的頻段上訊號皆有通過。圖 3-8 顯示微帶陣列天線的反射損失圖。圖 3-9 與圖 3-10 個別顯示其隔離度圖，以確保訊號沒有反射。最後圖 3-11 與圖 3-12 所顯示為所有饋入端所量測出來的天線場型圖。

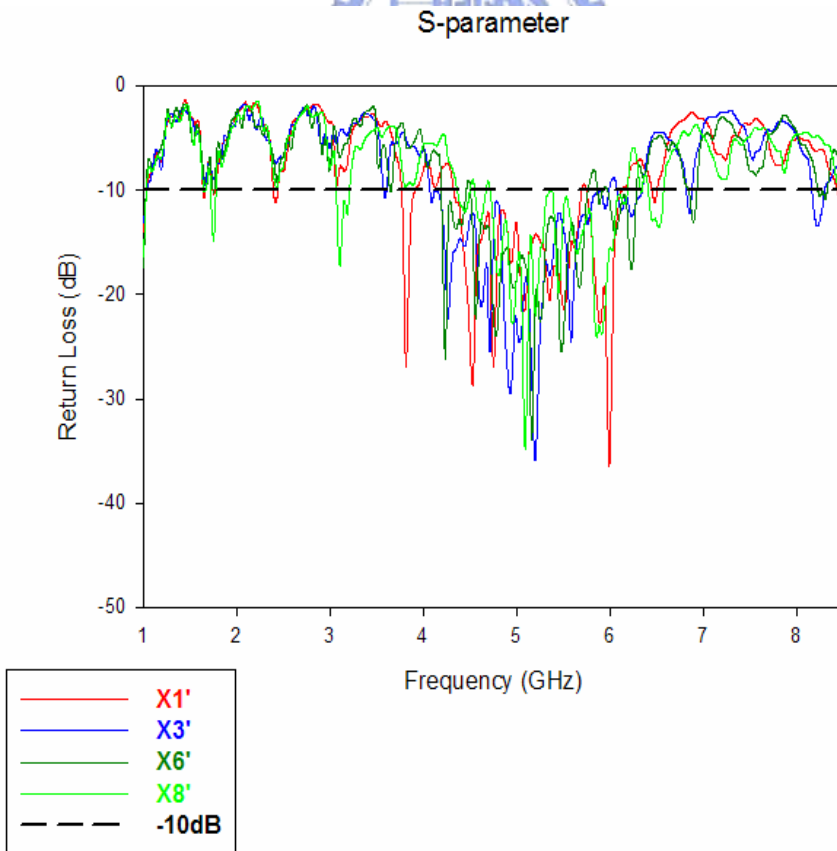
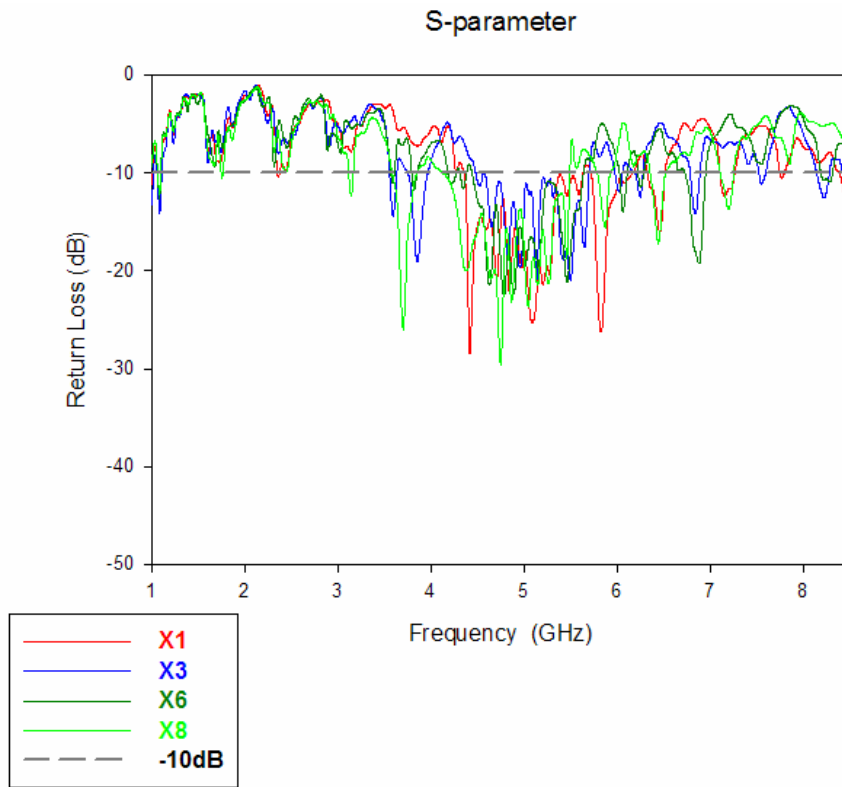


圖 3-7 單一導體洩漏波天線陣列的 8x8 巴特勒矩陣量測的 S11(Return Loss)

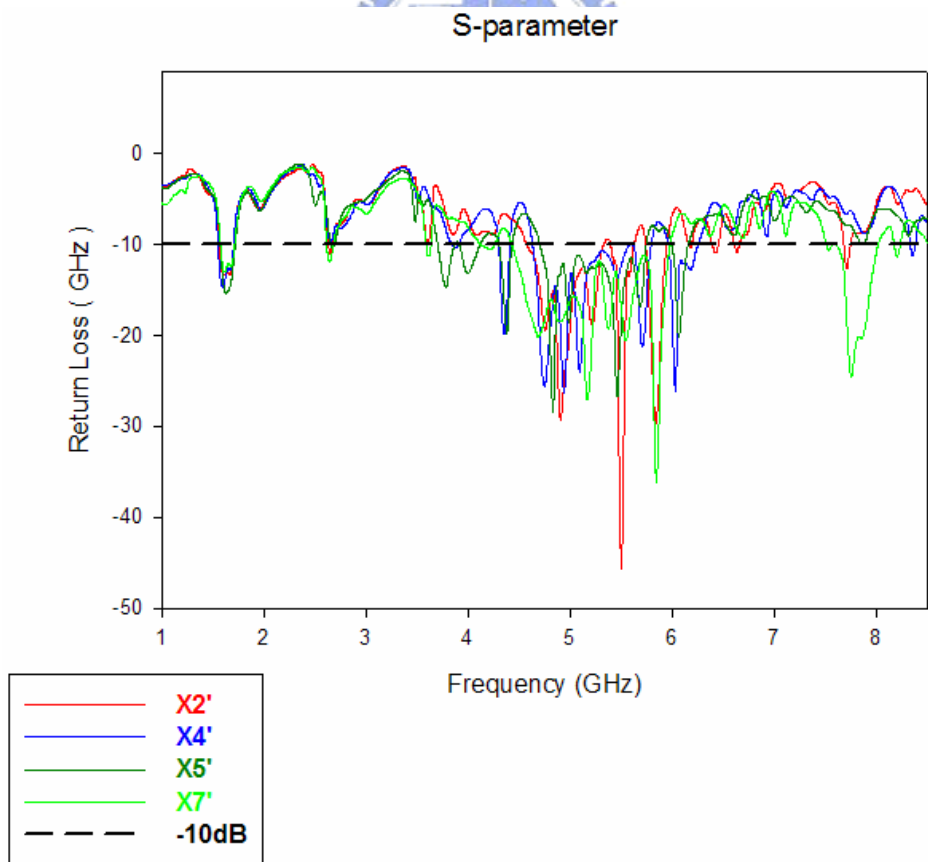
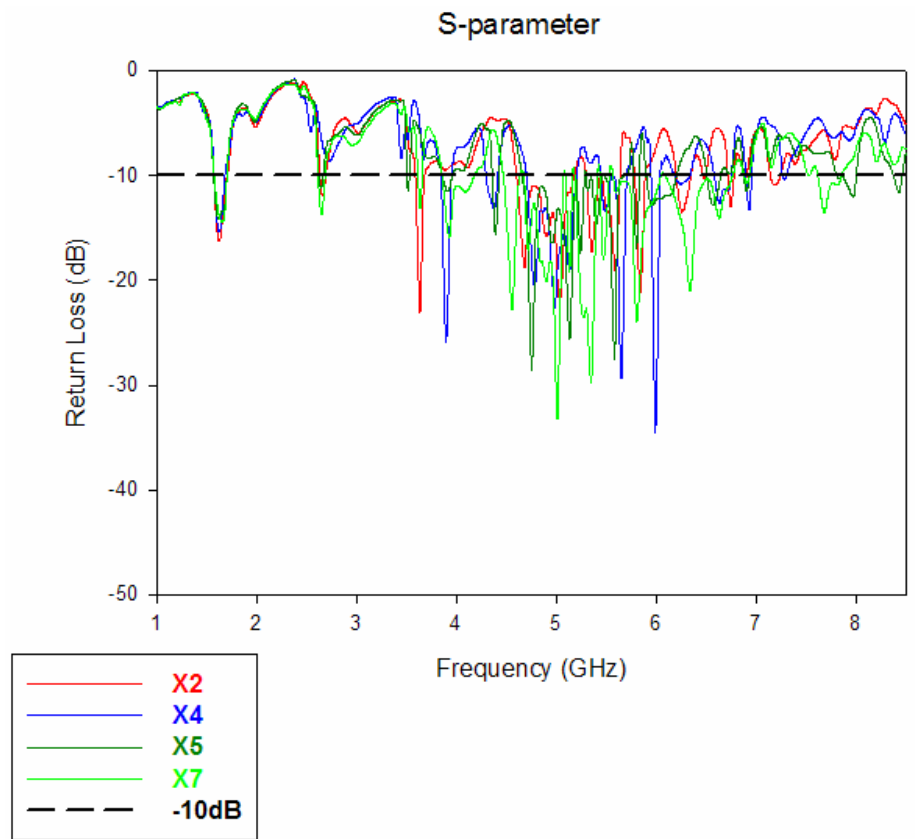


圖 3-8 微帶天線陣列的 8x8 巴特勒矩陣量測的 S11(Return Loss)

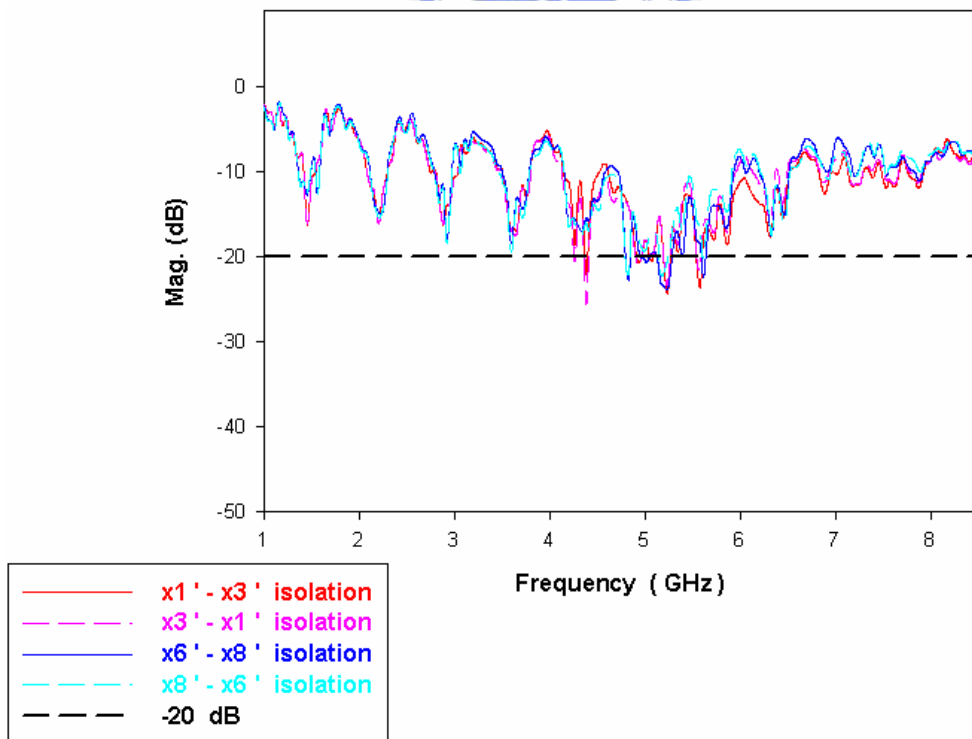
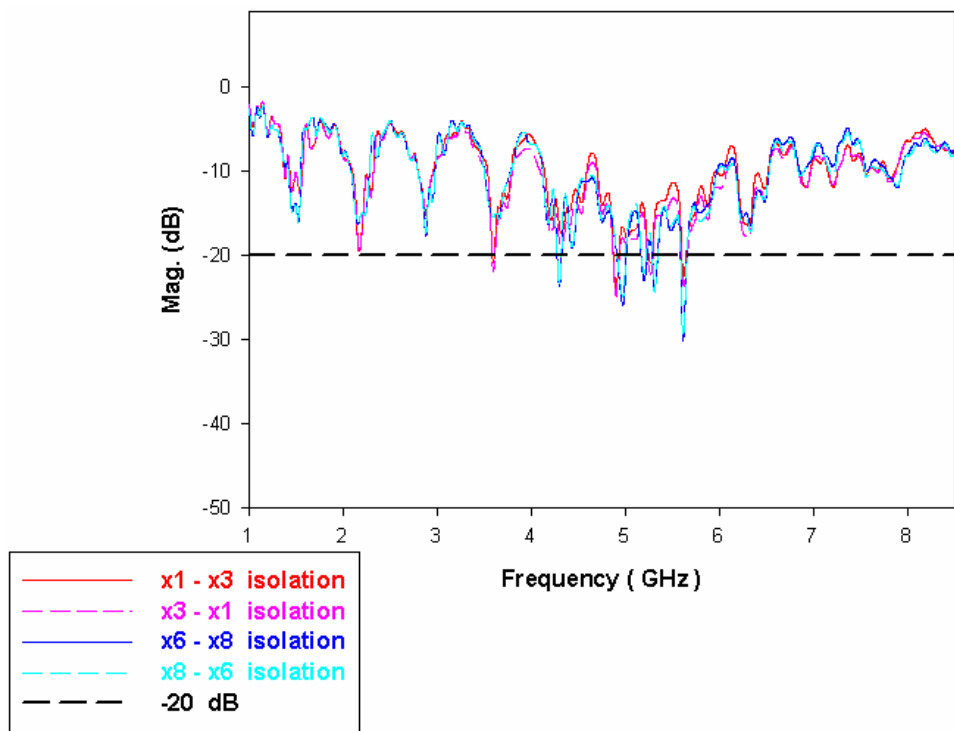


圖 3-9 單一導體洩漏波天線陣列的 8x8 巴特勒矩陣量測的隔離度 (Isolation)

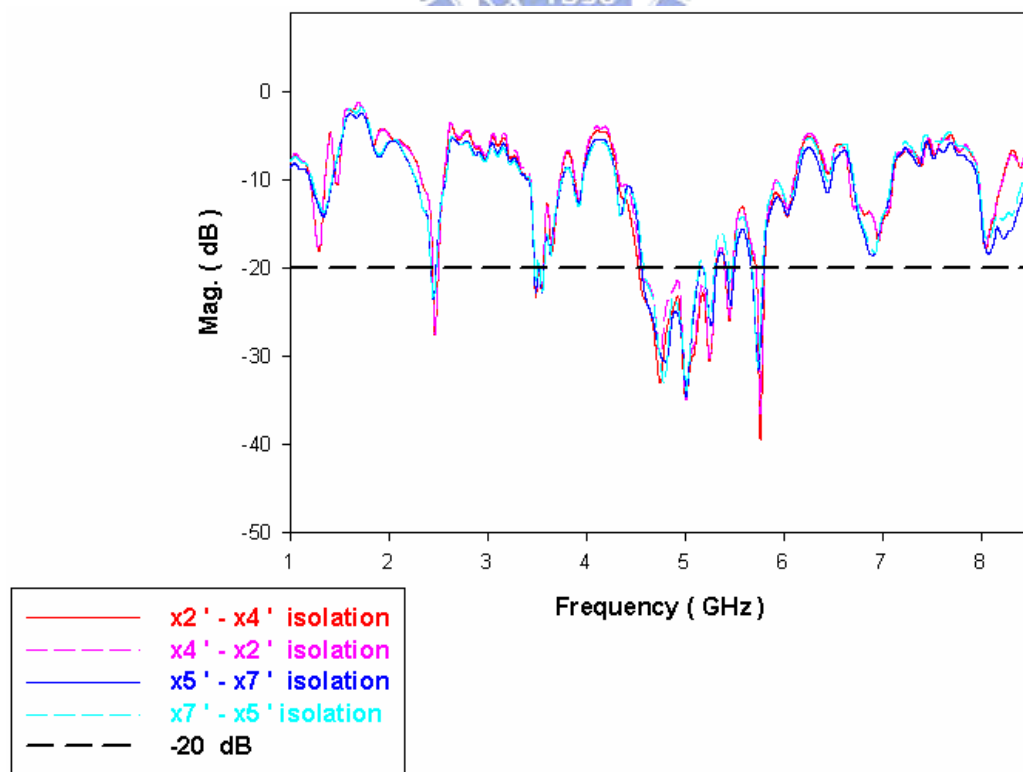
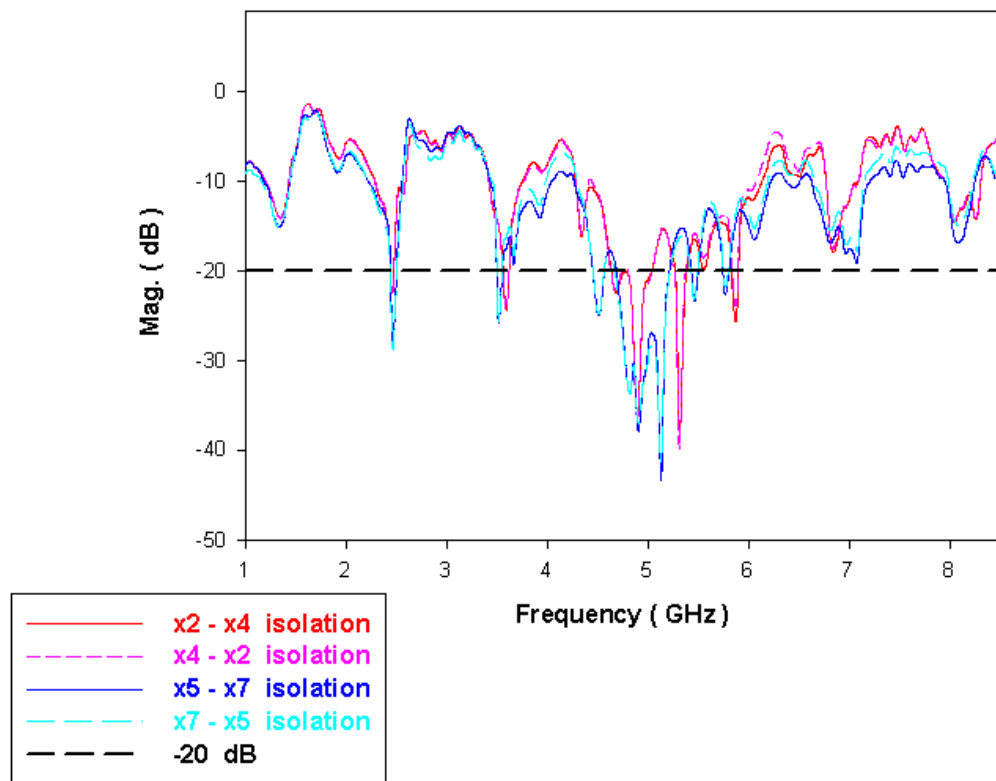
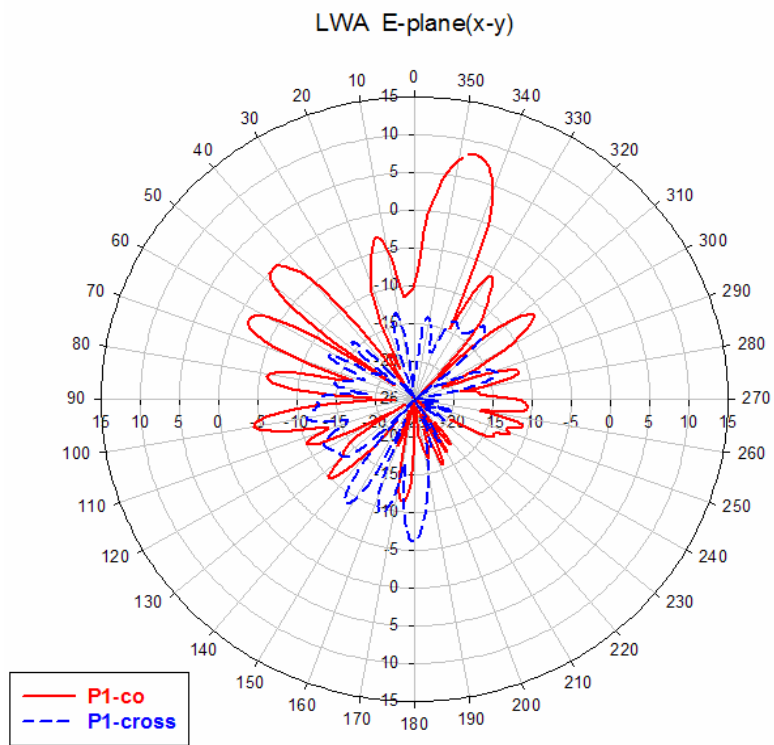
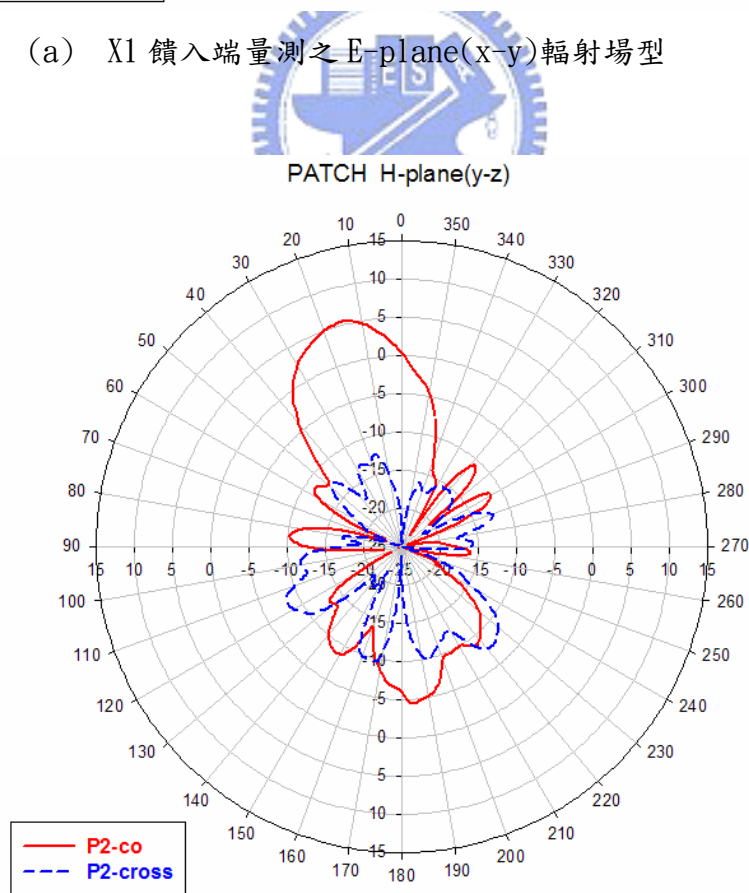


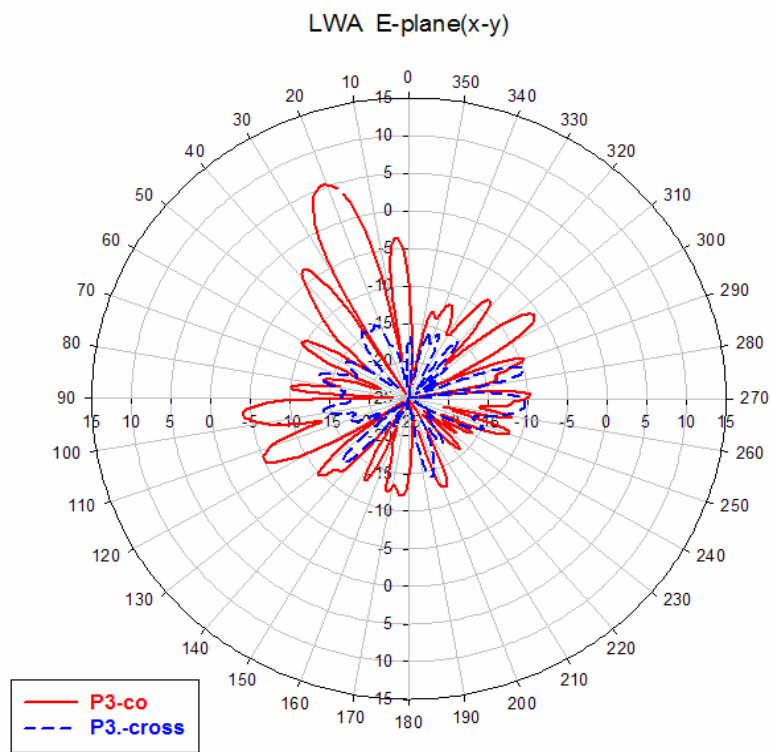
圖 3-10 微帶天線陣列的 8x8 巴特勒矩陣量測的隔離度(Isolation)



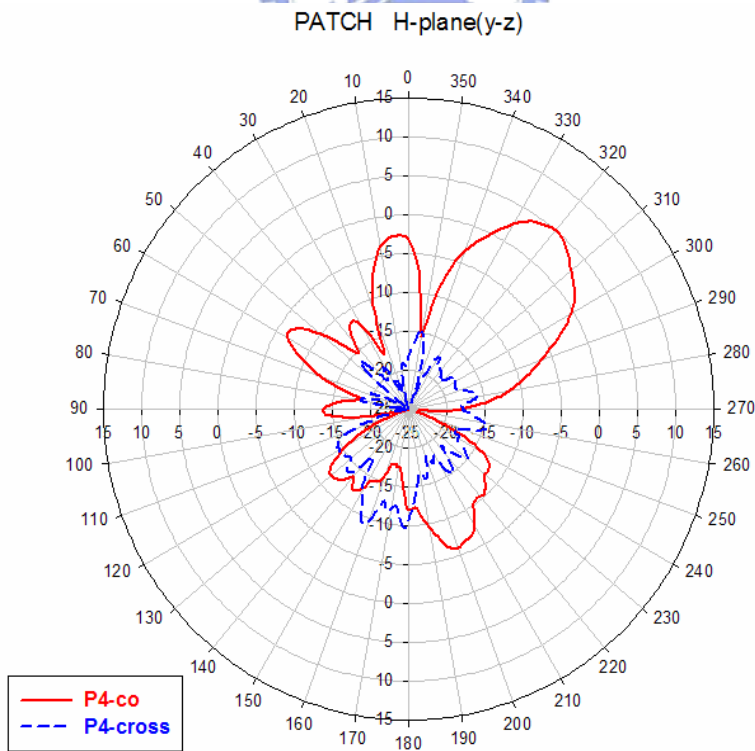
(a) X1 饋入端量測之 E-plane(x-y) 輻射場型



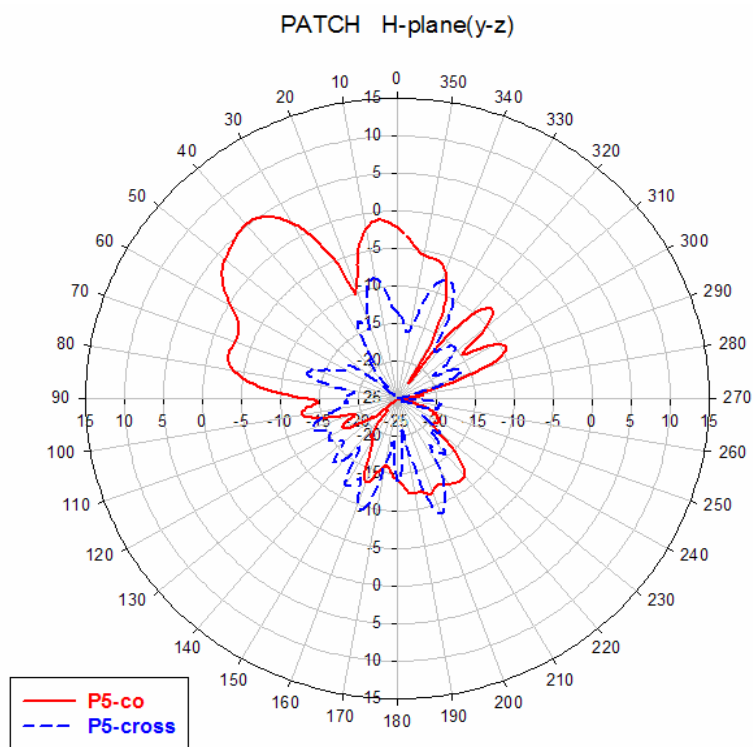
(b) X2 饋入端量測之 H-plane(y-z) 輻射場型



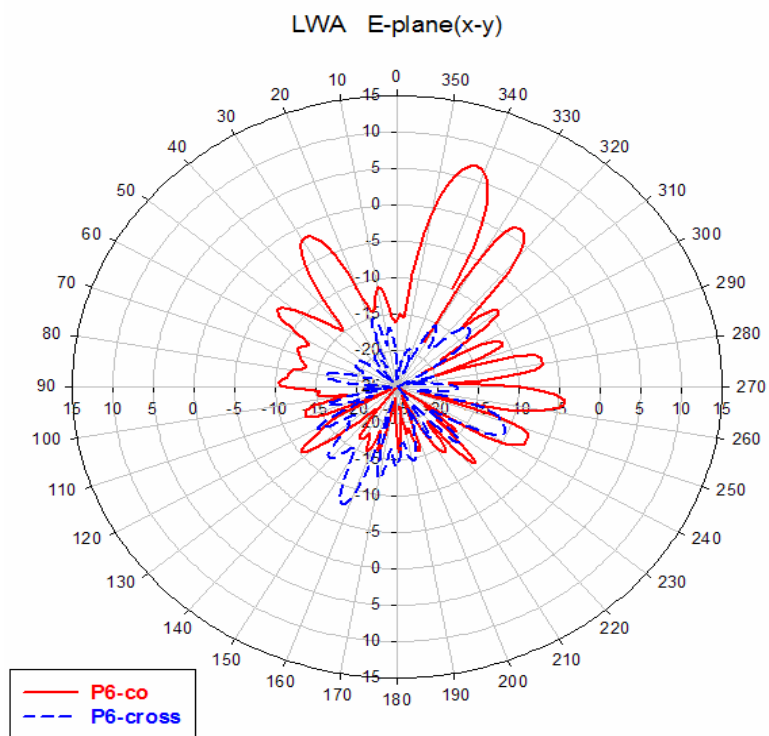
(c) X3 饋入端量測之 E-plane(x-y) 輻射場型



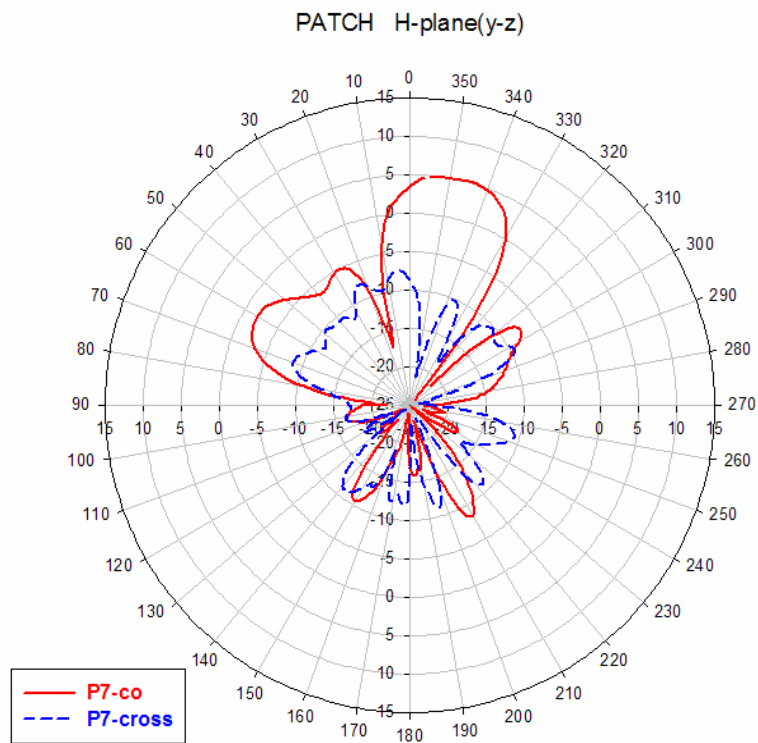
(d) X4 饋入端量測之 H-plane(y-z) 輻射場型



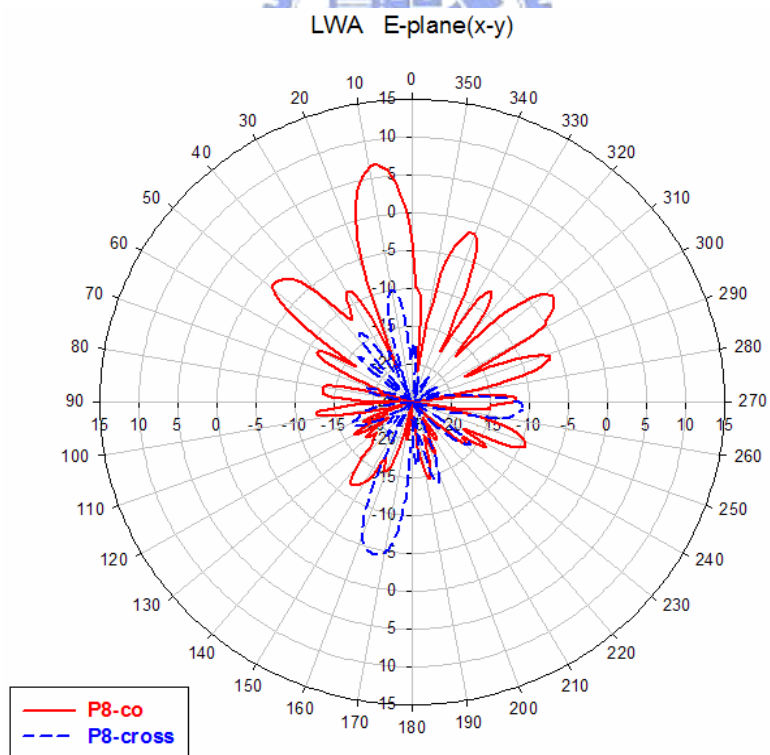
(d) X5 饋入端量測之 H-plane(y-z) 輻射場型



(f) X6 饋入端量測之 E-plane(x-y) 輻射場型



(g) X7 饋入端量測之 H-plane(y-z) 輻射場型

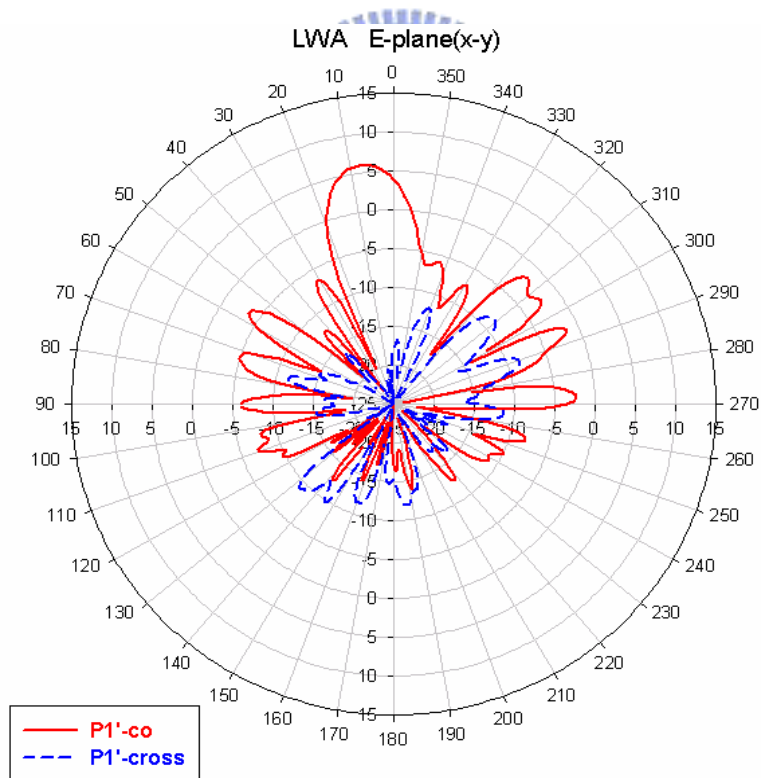


(h) X8 饋入端量測之 E-plane(x-y) 輻射場型

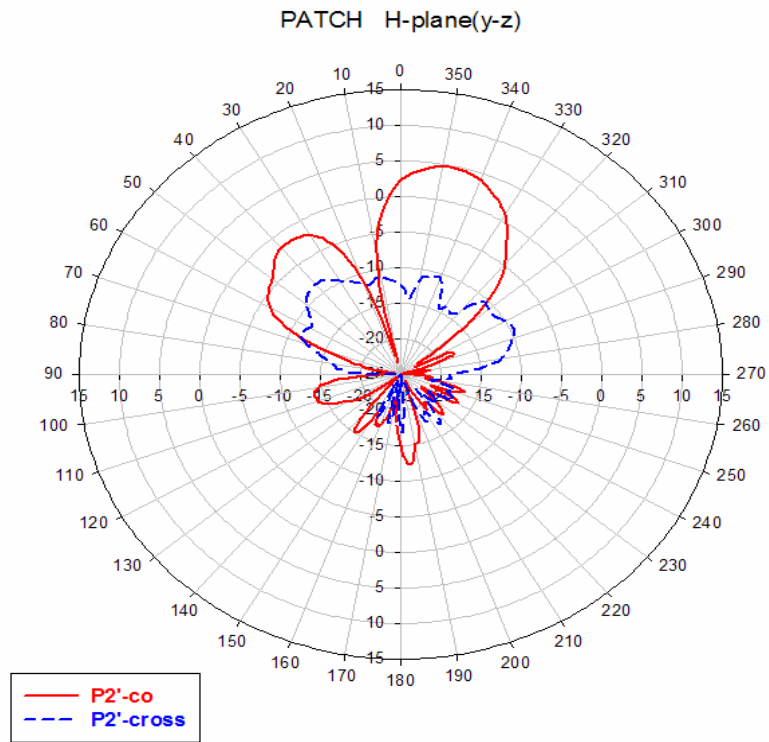
圖 3-11 分別在 x1, x2, x3, x4, x5, x6, x7, x8 饋入能量所量測到的輻射場型

	α	Main beam direction (array factor)	Main beam direction (measurement)
x1	-45°	7.56° (1R)	12°(348°)
x2	-45°	14.5° (1L)	-15°
x3	135°	-23.3° (2L)	21°(339 °)
x4	135°	-48.6° (2R)	- 40°
x5	-135°	48.6° (2L)	40°(320°)
x6	-135°	23.3° (2R)	18°
x7	45°	-14.5° (1R)	15°(345 °)
x8	45°	-7.56° (1L)	- 9°

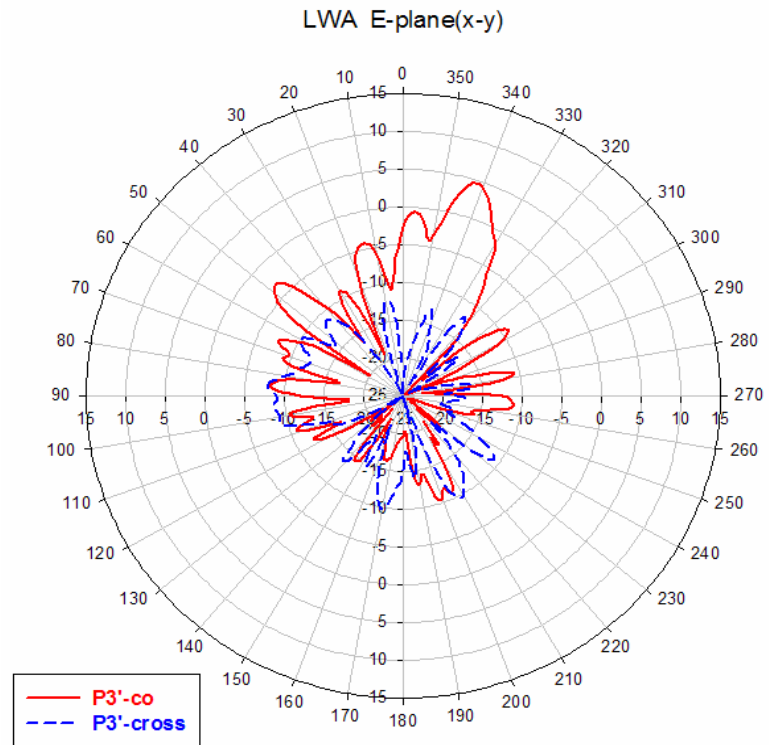
表 2.9 三軸波束切換器陣列天線主波數方向角度之計算與量測比較(一)



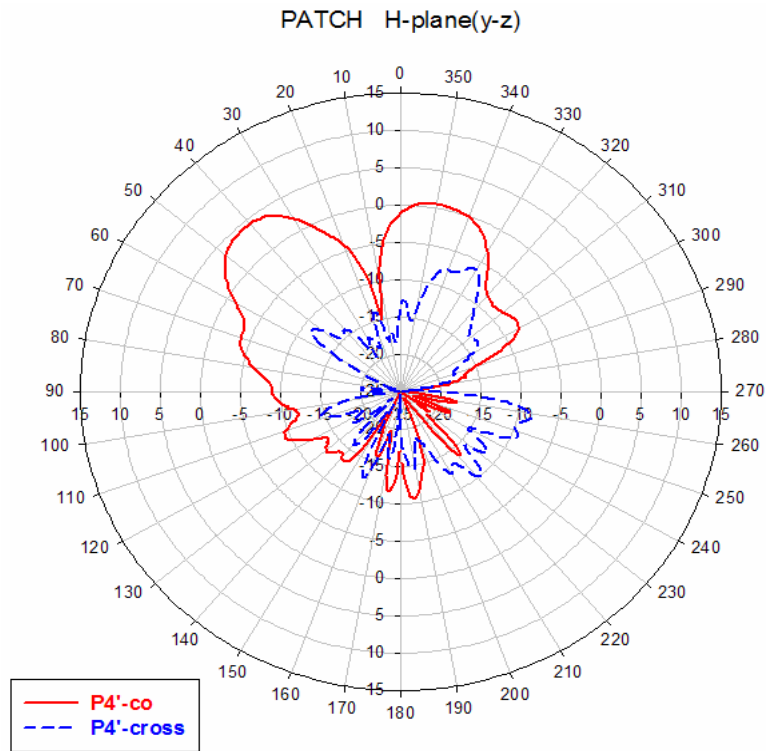
(a) XI' 饋入端量測之 E-plane(x-y)輻射場型



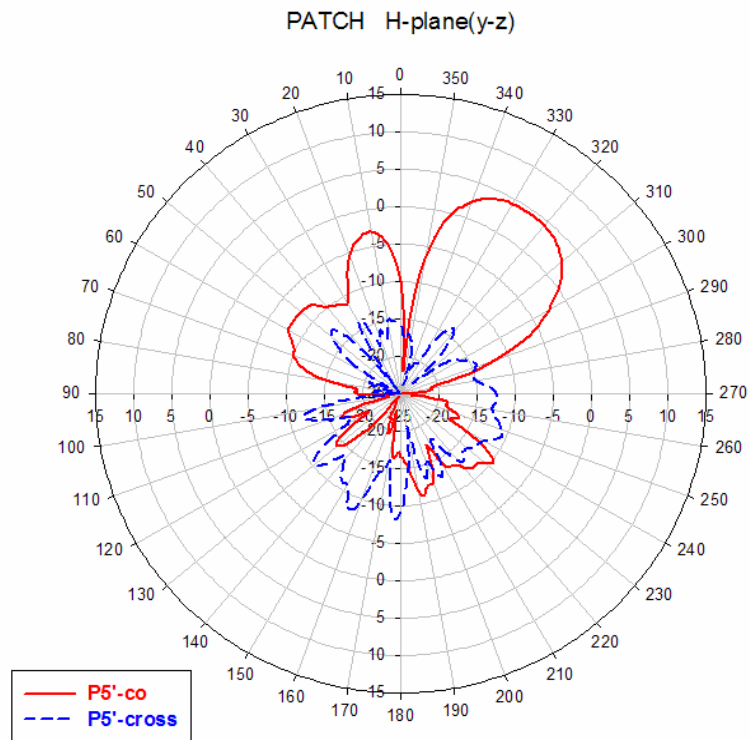
(b) X2' 饋入端量測之 H-plane(y-z)輻射場型



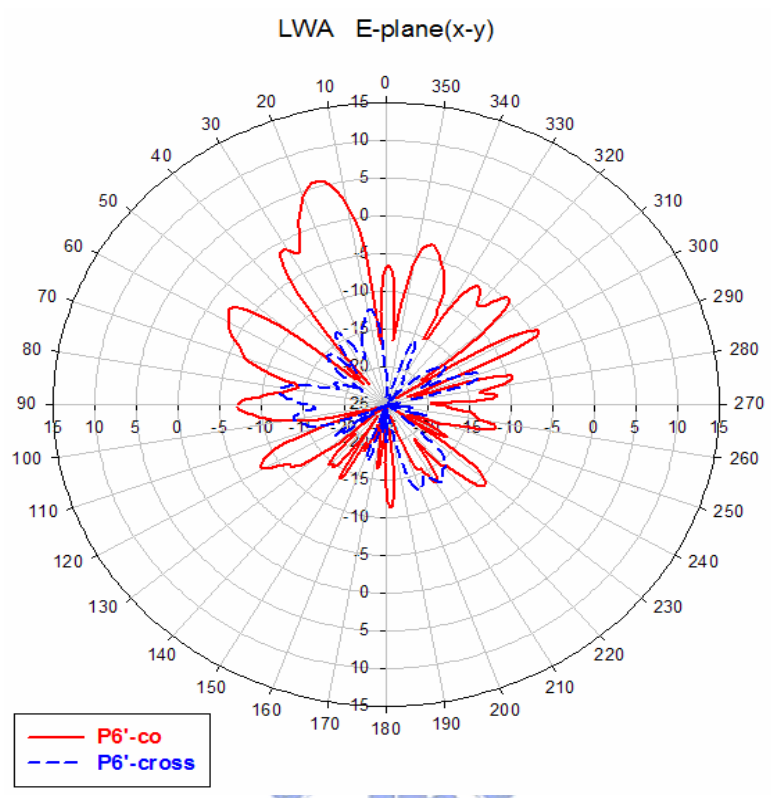
(c) X3' 饋入端量測之 E-plane(x-y)輻射場型



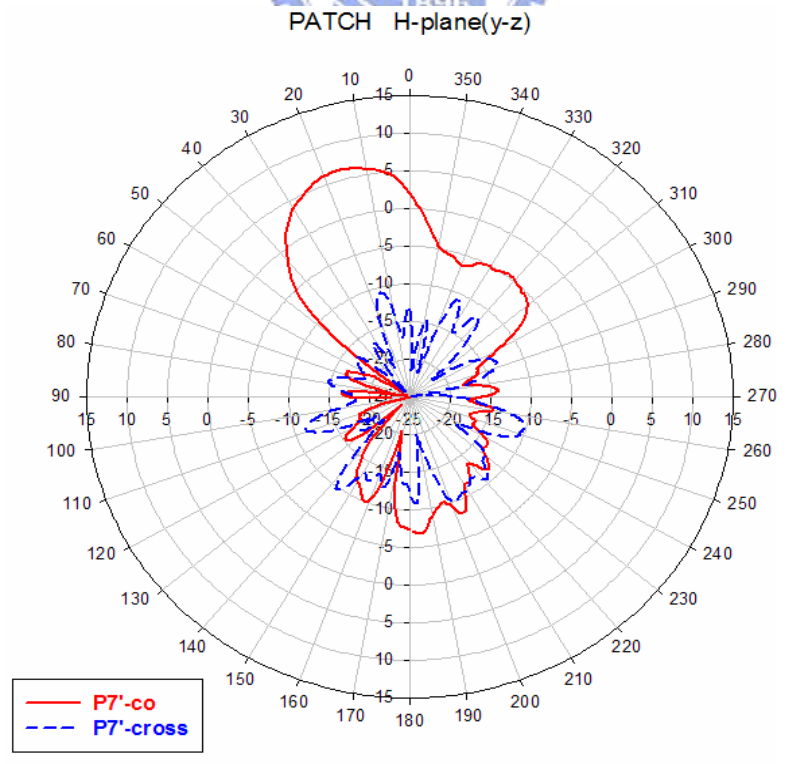
(d) X4' 饋入端量測之 H-plane(y-z)輻射場型



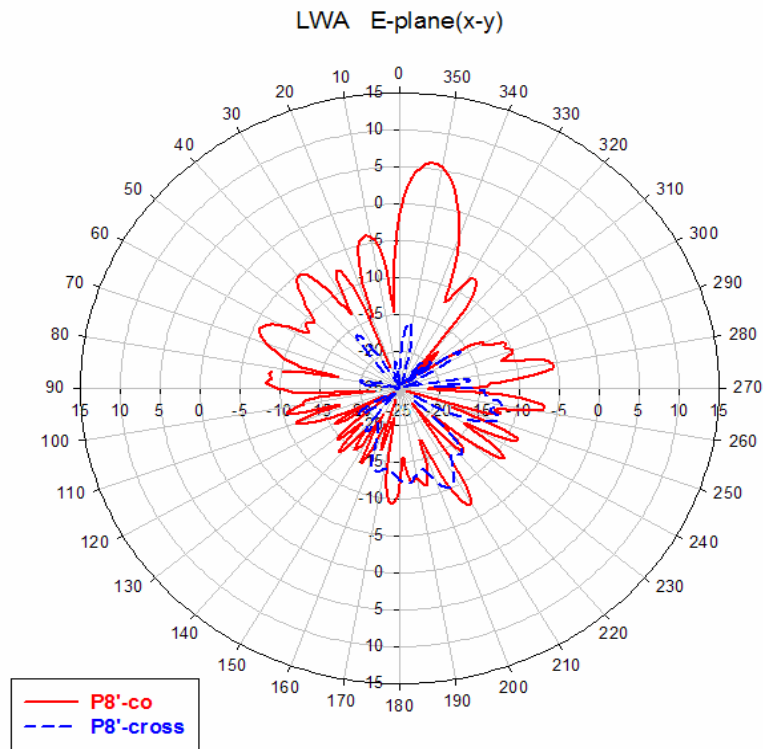
(e) X5' 饋入端量測之 H-plane(y-z)輻射場型



(f) X6' 饋入端量測之 E-plane(x-y)輻射場型



(g) X7' 饋入端量測之 H-plane(y-z)輻射場型



(h) X8' 饋入端量測之 E-plane(x-y)輻射場型

圖 3-12 分別在 x1'、x2'、x3'、x4'、x5'、x6'、x7'、x8' 饋入能量所量測到的輻射場型

	α	Main beam direction (array factor)	Main beam direction (measurement)
X1'	-45°	7.56° (1L)	8°(352°)
X2'	-45°	14.5° (1R)	-13°
X3'	135°	-23.3° (2R)	18°(342 °)
X4'	135°	-48.6° (2L)	- 42°
X5'	-135°	48.6° (2R)	36°(324°)
X6'	-135°	23.3° (2L)	-16°
X7'	45°	-14.5° (1L)	17°(343°)
X8'	45°	-7.56° (1R)	- 8°

表 3.0 三軸波束形換器陣列天線主波數方向角度之計算與量測比較(二)

第四章 總結

(Conclusion)

天線是一門藝術，射頻被動電路亦為另一種藝術，如何在不斷縮減的面積內達到最佳化的設計，都是挑戰。首先，所設計具有雙軸波束切換效能，操作在 5GHz 的巴特勒矩陣波束形成器，在使用單一導體洩漏波天線陣列時，因為洩漏波天線本身寬度的限制，使得天線元素間隔的選取上有某種限制，再加上避免波在天線上沒有完全洩漏而造成反射，影響天線場型，因為長度必須要夠長，本身大小限制的影響，因而產生無法避免的耦合效應，然而影響此陣列天線場型關鍵還有在寬頻平衡轉非平衡轉換器與天線的饋入處設計，改善此二處可得到較佳的效果。在三軸波束切換效能，操作在 5GHz 的巴特勒矩陣波束形成器方面，最大問題亦為耦合問題，且使用兩組單一導體洩漏波天線，耦合效應理論上更明顯，再加上印刷電路板廠實作基板的限制，因此可用面積相當有限，線路越擁擠，所造成的問題越無法預測，雖然如此，在整個架構上，確實皆可以達到三軸波束切換的效能。

巴特勒矩陣電路利用鉚釘(via)接通上下板的概念，亦可延伸至多層板，缺點是使用鉚釘對於更高頻有其限制，實作上有最大直徑 0.2mm 的限制，還有一點就是對相位差的估測，當 via 設定的越多，相位的變化會逐漸趨於非線性，且在模擬上會有不小的誤差存在，而藉由利用功率分配器電路的改良，雖可降低旁波瓣，但其限制是在使用四分之一波長轉換會限制其頻寬，欲增加電路頻寬則可從 3dB 的 90 度相移岔路功率分配器轉為寬頻 3dB90 度相移岔路功率分配器，以及改善相位移器的部分開始，此電路具有相當彈性的設計與調整空間，不管是從激發電流比例或是增加被動元件方式去改變，都可以不斷嘗試與挑戰，以達更好的效果。

在使用射頻切換器時，通過能量約有 -1.3dB 的損失，但是由於總能量是均勻分佈於天線場型，因此整體場型略微縮小，並不是主波束單獨縮小 -1.3dB，檢測除了主波束所在平面外，亦量測其它與射頻切換器同方向的場型，發現對場型的影響並不大，所以對於場型干擾最大還是線路與天線彼此間的耦合效應。

在電路部分日後將會嘗試利用金屬遮蔽效應蓋住電路部分，檢測是否可以避

免射頻切換器的影響，以提升場型的 SLL，努力嘗試讓天線與電路搭配效果更好也是日後重要的課題。



參考文獻

- [1] W.L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [2] W. Hong and Y. D. Lin, "Single-conductor strip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.52, pp.1783-1789, July 2004.
- [3] W. Hong, "*Broadband microstrip leaky-wave antennas*," Ph. D thesis, 2002.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [5] W.-R. Li, C.-Y. Chu, K.-H. Lin and S.-F. Chang, "Switched-beam antenna based on modified Butler matrix with sidelobe level," *Electronics Letters*, vol. 40, Issue: 5, pp.290-292, 2004.
- [6] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Design considerations for low sidelobe microstrip arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.38, pp.1176-1185, 1990.
- [7] Tayeb. A. Denidni and Taro Eric Libar, "Wide band four-port Butler matrix for switched multibeam antenna arrays," *The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings*, pp.2461-2464, 2003.
- [8] S.Yamamoto, J.Hirokawa and M.Ando, "A 26GHz band switching beam slot array with a 4-way Butler matrix installed in a single layer post-wall waveguide," *IEICE Technical ED2001-148, MW2001-108*, Nov. 2001.
- [9] Hitoshi Hayashi, Donald A. Hitko and Charles G. Sodini, "Four-element planar Butler matrix using half-wavelength open stubs," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.12, No.3, pp.73-75.
- [10] H. J. Moody, "The systematic design procedures for Butler matrix," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-2, 2, pp.786-788, 1964.
- [11] T. M. MacNamara, "Simplified design procedures for Butler matrices incorporating 90° hybrids on 180° hybrids," *IEEE Proc. H, Microwaves, Antennas Propagat.*, pp.50-54, 1987.
- [12] M. Bona, L. Manholm, J. Starski, and B. Svensson, "Low-loss compact Butler matrix for a microstrip antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, Sept.2002, pp. 2069–2075.