

第一章 導論 (Introduction)

1.1 工程背景與動機

智慧型天線原本是應用於雷達、聲納和軍事通訊領域中，由於智慧型天線本身可以隨著訊號改變其輻射方向，此種技術比一般傳統基地台所用的天線在使用上更加有效率。

一般智慧型天線大致上可分為：波束切換天線(Switched-beam Antenna)和適應性天線(Adaptive Antenna)兩類。其中，波束切換天線(Switched-beam Antenna)利用本身天線在硬體方面上具多個指向不同方向的波束，利用數位訊號處理控(DSP)制來改變波束的方向，以覆蓋整個蜂巢，但每個波束的指向與寬度會受限於本身天線的條件。而適應性天線(Adaptive Antenna)是運用數位訊號處理(DSP)和陣列天線利用訊號方向性來計算加權函數(Weighting)，適應性的調整權重來控制波束場型及方向，將主波束對準訊號接收端，同時抑制或消除干擾訊號。由於適應性天線(Adaptive Antenna)可即時追蹤訊號，並將主波束中心對準訊號接收端，因此其擁有最大訊號雜訊干擾比。對於需要複雜運算的應性天線(Adaptive Antenna)而言，波束切換天線(Switched-beam Antenna)的價格較為低廉，提供了直接由現行系統升級的方法。

1.2. 章節大綱

本論文第二章主要是介紹微帶天線與單一導體洩漏波天線的基本原理與設計模擬與實作結果，第三章介紹 5GHz 波束切換式陣列天線之設計模擬與實作結果。第四章為介紹 60GHz 串接饋入微帶天線陣列的設計原理與量測結果，第五章為結論。

第二章 微帶天線與單一導體洩漏波天線

(Design of microstrip antenna and Single-Conductor Strip Antenna)

2.1 微帶天線

2.1.1 微帶天原理及特性

微帶天線具有製作容易、低側高(low profile)、成本低等優點且容易與微波電路結合。其結構包含了輻射金屬片、介電質基板、接地金屬面和饋入電路。一般而言，輻射金屬片的形狀有矩形、環形、三角形、圓形等等。而饋入的方法有微帶線饋入，同軸線饋入，槽孔耦合饋入等方法。

如圖 2-1 所示為邊緣饋入的矩形微帶天線結構，在上下兩塊導體間的範圍內可假設為一個端點為開路的傳輸線模型空腔。在 $x=0,L$ 邊緣洩露的電場(fringing filed)，可以表示成兩個陣列的輻射隙孔向外輻射。由於實際輻射時的共振波長需考慮在 $x=0,L$ 邊緣洩露的電場(fringing filed)的效應，二分之波長共振的矩形微帶天線長度 L 需要略小於在介電質基板的二分之波長的長度。式(2.1)為共振頻率的表示。考慮在 $x=0,L$ 邊緣洩露的電場(fringing filed)因素 q ，以計算較準確的共振頻率。

$$L_r = q \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

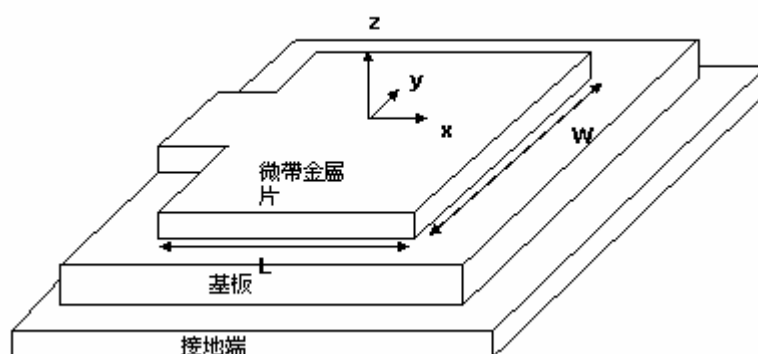


圖 2-1 邊緣饋入的矩形微帶天線結構

2.1.2 矩形微帶天線設計與分析

矩形微帶天線所使用的基板為Rogers 4003 ($\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tan}=0.0027$ ， $\text{thickness}=0.508\text{mm}$)。所設計的中心頻率為 5GHz。輻射金屬片的長寬比例為 1.3 倍 ($W/L=1.3$)。由式(2.2)決定 L_{reff} 的值，再由式(2.2)、式(2.3)、及式(2.4)[7]求出金屬片的長度 L 。

$$L_{\text{reff}} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

$$L + 2\Delta L = L_{\text{reff}} \quad (2.3)$$

$$\Delta L = 0.412 \times h \frac{(\epsilon_r + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_r - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.4)$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (2.5)$$

如圖 2-2 所示為矩形微帶天線的俯視圖，我們使用邊緣饋入的方式，利用四分之波長轉換達到阻抗匹配。由 HFSS 模擬軟體觀察可得天線之輸入阻抗為 152.8 歐姆，設計一四分之波長轉換為 87.4 歐姆與饋入線 50 歐姆匹配。

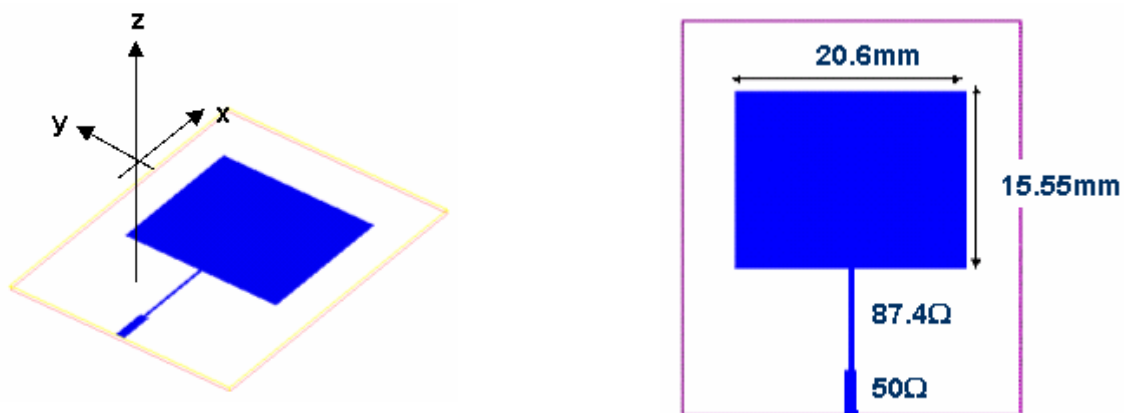


圖 2-2 矩形微帶天線俯視圖

圖 2-3 為使用 HFSS 模擬的 Return Loss 圖，矩形微帶天線的操作頻率在 5GHz。

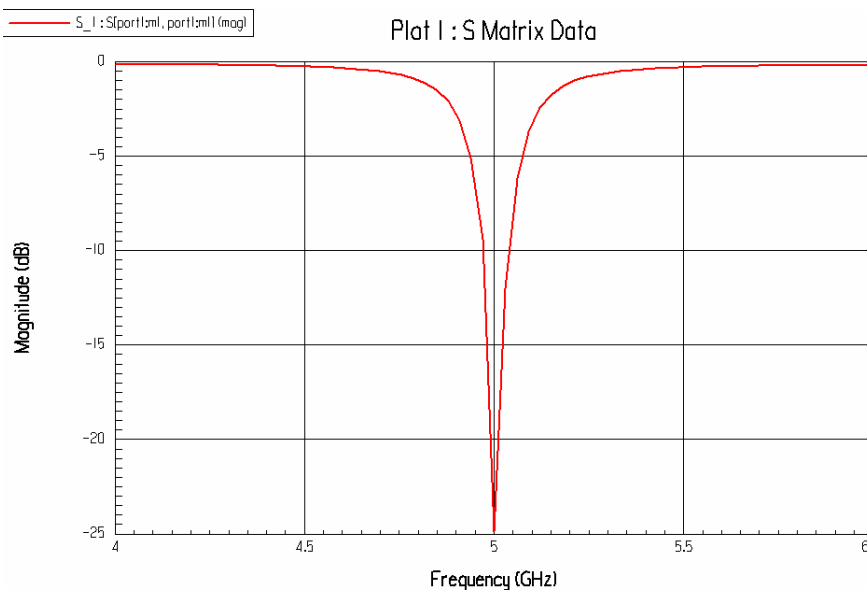


圖 2-3 模擬矩形微帶天線的 S11(Return Loss)

2.1.3 模擬與量測結果討論

如圖 2-4 所示為實際量測的 S11(Return Loss)，其中心頻率約於 4.88GHz。我們稍微修正矩形微帶天線金屬片的長度 L ，使 $L=15.5\text{mm}$ ，其實際量測的 S11(Return Loss) 如圖 2-5，其中心頻率約於 5GHz。

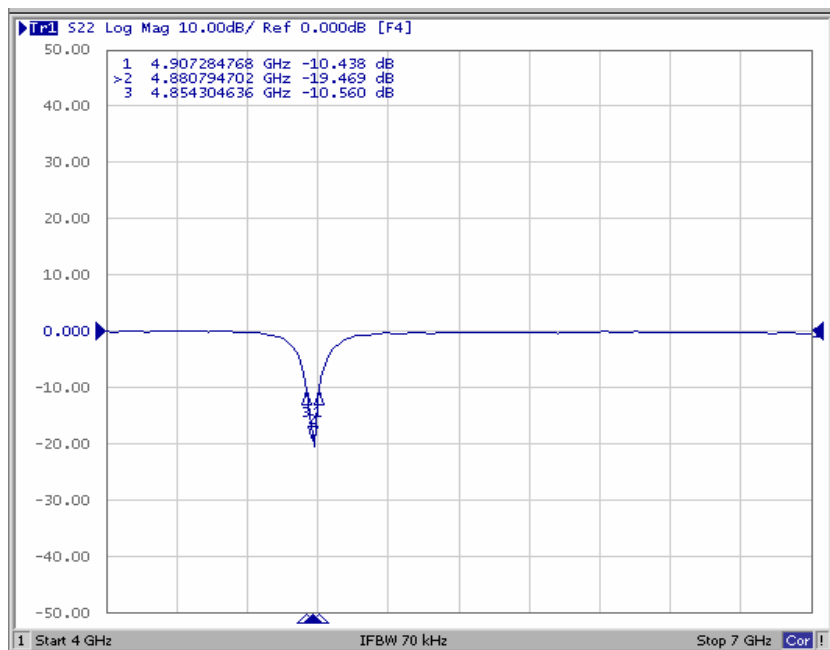


圖 2-4 量測矩形微帶天線的 S11(Return Loss)

圖 2-6 所示為實際量測的輻射場型，其天線增益約為 4.8dBi。

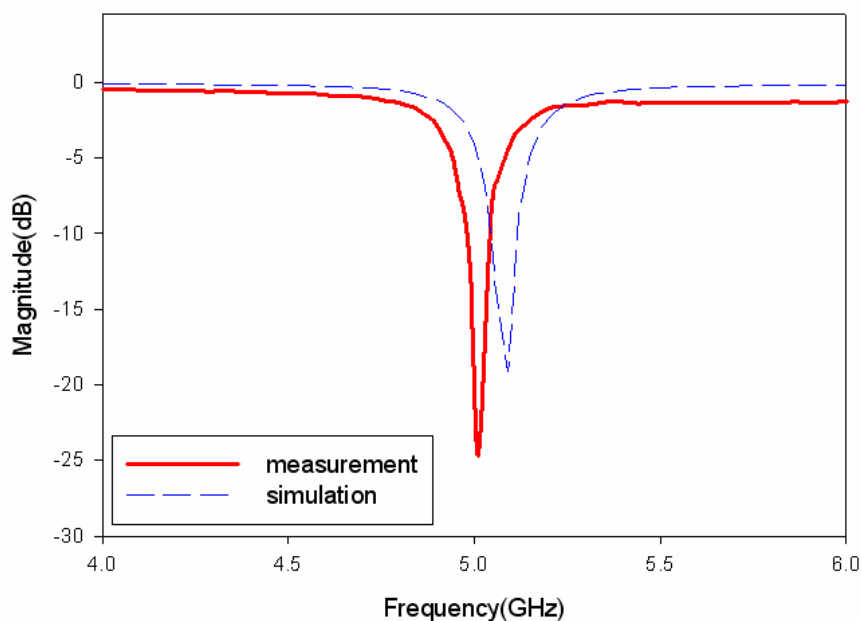
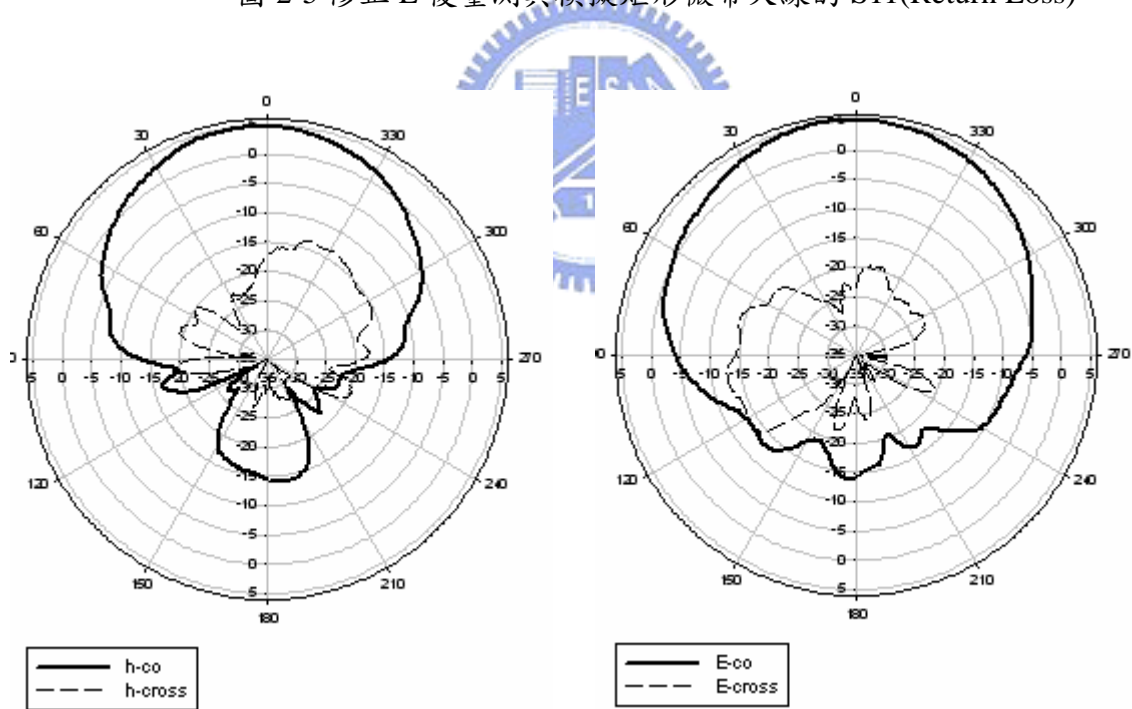


圖 2-5 修正 L 後量測與模擬矩形微帶天線的 S11(Return Loss)



(a) 頻率於 5GHz 實際量測的
H-plane(y-z)輻射場型

(b) 頻率於 5GHz 實際量測的
E-plane(x-z)輻射場型

圖 2-6 修正 L 後量測矩形微帶天線的輻射場型

2.2 單一導體洩漏波天線

2.2.1 基本原理及特性

微帶洩漏波天線，最早由 W. Menel 於 1979 年提出[14]。於 1986 年時，Oliner 教授及 Lee 博士精確的推導出於微帶線上高階模橫向共振之傳播及輻射特性的公式，使得我們能更有系統的去設計洩漏波天線[15]。

如圖 2-7 所示為單一導體帶狀天線的結構(Single-Conductor Strip Antenna)，此單一導體帶狀天線結構在介質基板上只有單一帶狀導體而無任何其它接地面，其中 w 為導體的寬度， h 為基板厚度、 ϵ_r 為基板的介電質常數。對於微帶洩漏波天線第一高階模的電流分佈為一奇模，它會隨著長度輻射功率，電流強度隨行進距離遞減，為一行進波天線。圖 2-8 是傳輸線第一高階模隨時間不同的電流分佈圖。

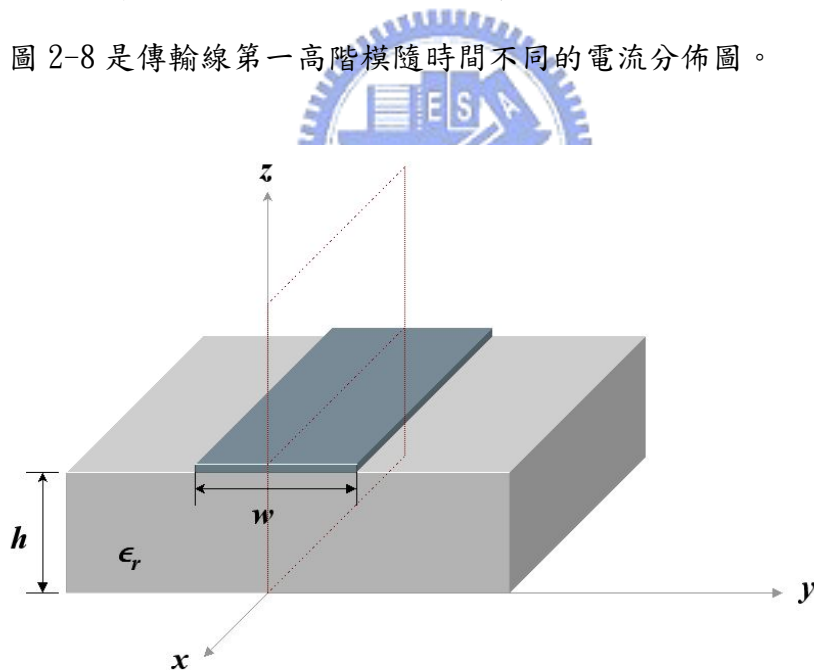


圖 2-7 單一導體帶狀天線結構圖

由於微帶洩漏波天線洩漏的特性，於天線上的傳播常數為一複數值($\gamma = \beta - j\alpha$)，其相位常數為 β ，損耗常數為 α ，在微帶線上的電場分布為 $E = E_0 e^{-j\beta x} e^{-\alpha x}$ ， x 為電場行進方向。

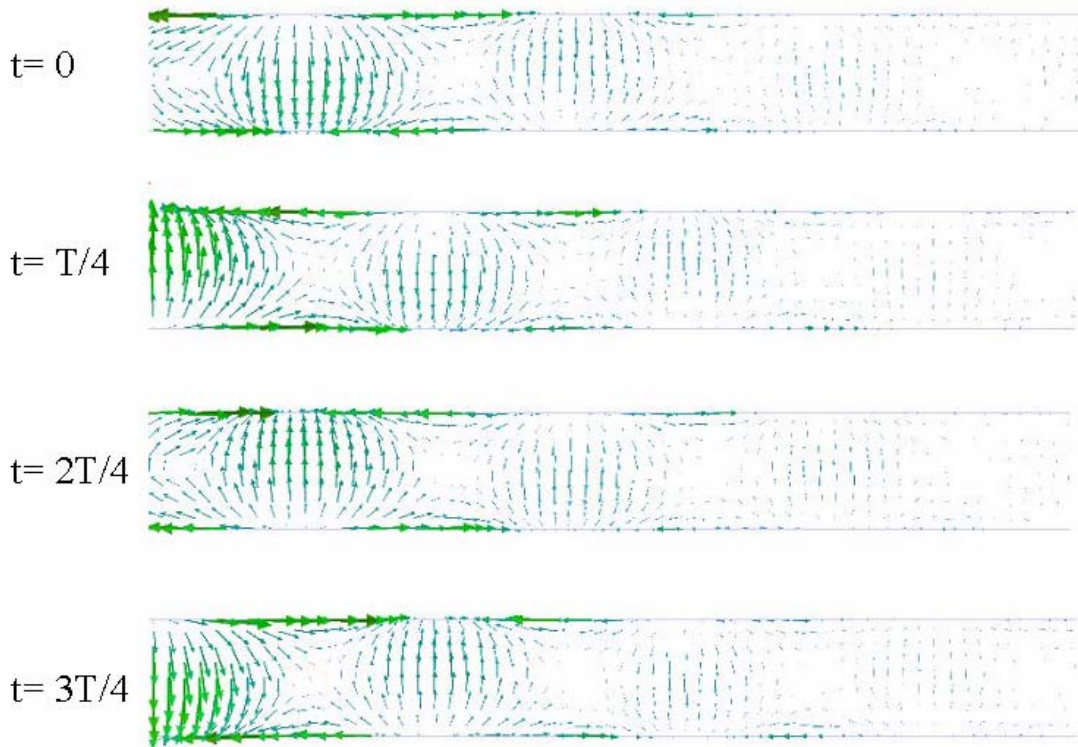


圖 2-8：帶狀線上第一高階模之電流分布與時間關係圖(T=周期)。

對於漏波天線而言，所定義的輻射區域範圍，可分成三個區域。如圖 2-9 所示為帶狀線上正規化的傳播常數特性曲線圖，相位常數 β/k_0 ，與損耗常數 α/k_0 (k_0 為自由空間波數)，兩者皆隨著頻率的不同而改變。而 α 與 β 的值，與頻率、介電常數、基板高度，和微帶線寬度有關。在(I)區，呈現衰減的特性，其能量不會被輻射出去，而會快速的衰減掉。在(II)區為輻射區域，範圍可以被定義在介於相位常數等於衰減常數 ($\alpha \sim \beta$) 至相位常數等於自由空間中的波數 ($\beta = k_0$) 之間的頻帶。在(III)區， $\beta > k_0$ ，進入bound mode區域，在這區域大部分能量傳播，看不到輻射的現象。

當金屬寬度愈窄時，輻射的區域明顯往高頻移動，且輻射範圍變大。而當基板厚度愈大時，輻射區域也會向高頻移動，但輻射區域變小。基板的介電常數升高時，正規化的相位常數快速的增加，甚至有可能導致輻射區域的消失。綜合以上結果，我們欲得到較大的輻射區域，我們應選擇基板厚度較薄且介電常數值較低的基板。

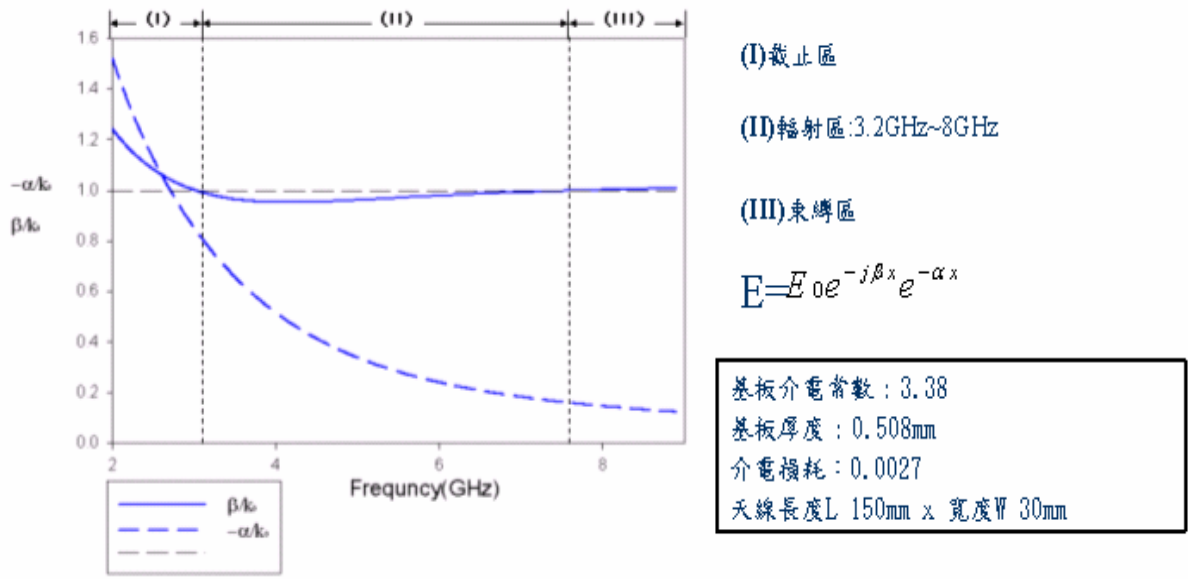


圖 2-9 帶狀線上正規化的傳播常數特性曲線圖

另外，洩漏波天線在行進波時本身的能量衰減，呈現一指數的變化，而當我們想將天線的能量幾乎都洩漏出來，我們必須要選取足夠的天線長度來將能量衰減完，避免能量會從天線的另一端反射回來。

對一洩漏波天線而言，H 平面，為具方向性且窄波束的場型；而 E 平面，將呈現近似微帶貼片天線場型，為接近半圓形的場型分布；對洩漏波天線陣列而言，其輻射場型為一筆直之波束(pencil beam)。

2.2.2 寬頻饋入結構

由於洩漏波天線的寬頻帶特性，寬頻的饋入結構是必要的。如圖 2-10 所示為單一導體洩漏波天線饋入的結構。由非平衡式微帶線(i)經過緩變(taper)轉換(ii)成一平衡式的微帶線，再利用平衡式的功率分配器(iii)將功率一分為二。一分為二的其中一饋入線使用一反相平衡式微帶線(iv)，使在饋入天線時，分別饋入的兩端能有 180° 的相位差來激發單一導體帶狀天線之洩漏波第一高階模。其中，饋入時欲在寬頻帶達到反相的效果，其結構我們使用了 via 連接訊號的方式分別連接平衡饋入的上下兩端微帶線[2]。圖中饋入點距帶狀邊緣的偏移量(offset)參數，會影響天線輸入阻抗的匹配問

題。我們使用 HFSS 模擬，調整偏移量(offset)參數，以達到較好的阻抗匹配。

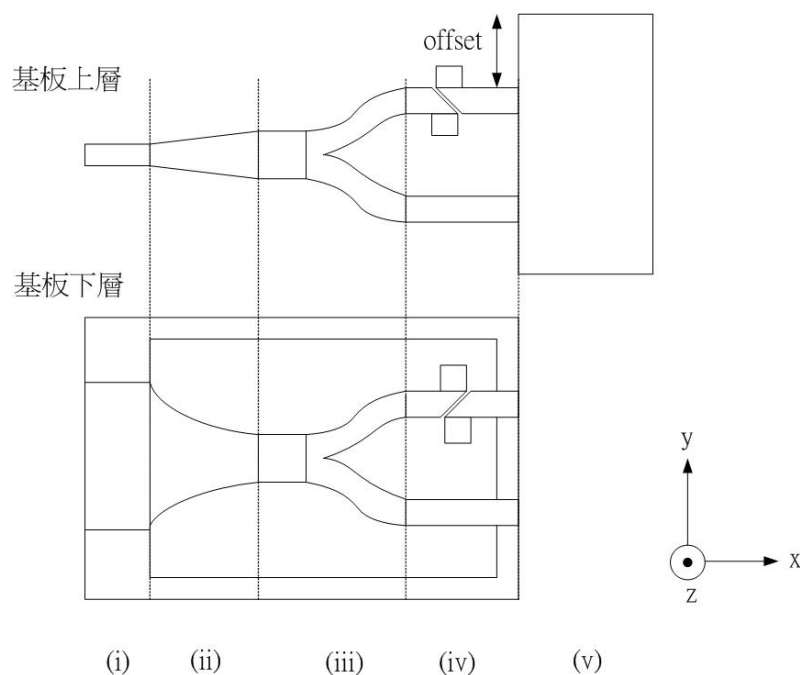


圖 2-10 寬頻饋入的結構圖

2.2.3 量測結果與討論

單一導體洩漏波天線設計參數如下：

基板介電常數：3.38
基板厚度：0.508mm
介電損耗：0.0027
Offset：7.15mm
天線長度 L 150mm x 寬度 W 30mm

如圖 2-11 所示為單一導體洩漏波天線的結構圖。其 S_{11} 量測與模擬比較如圖 2-12。其 S_{11} 由 3.7GHz ~ 8GHz 均低於 -10dB 之下。比較圖 2-9 全波數值分析中的輻射區域：3.2GHz ~ 8GHz，此種饋入方式激發了從 3.7GHz ~ 8GHz 單一導體帶狀天線之第一高階洩漏波模，涵蓋了之後切換式陣列天線所需要的 5GHz 的頻率。

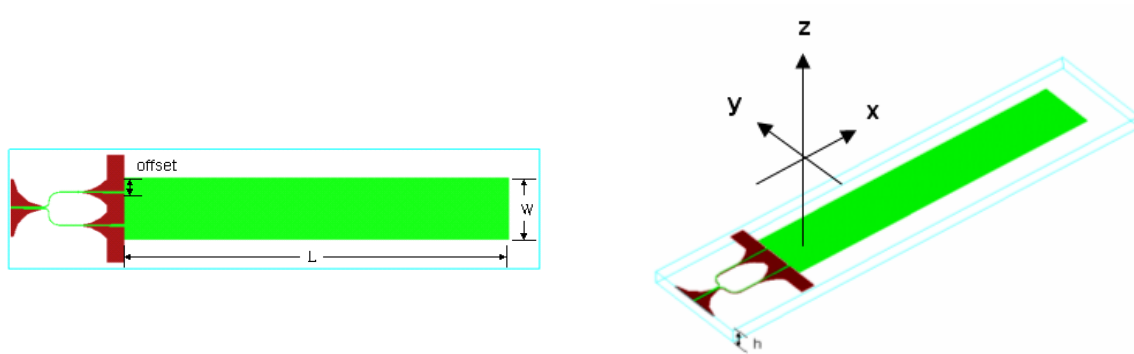


圖 2-11 單一導體洩漏波天線的結構圖

圖 2-13~ 圖 2-15 為此洩漏波天線分別在 4.7GHz、5GHz、5.8GHz 所量測的輻射場型圖，其峰值增益(Peak Gain)分別為 4.6dBi、5.4dBi、8.2dBi。另外，由於在 3.7GHz ~ 8 GHz 範圍內之正歸化的相位常數從 0.94 至 1，其輻射場型幾乎為 endfire 的方向，且主波束角度變化不大。

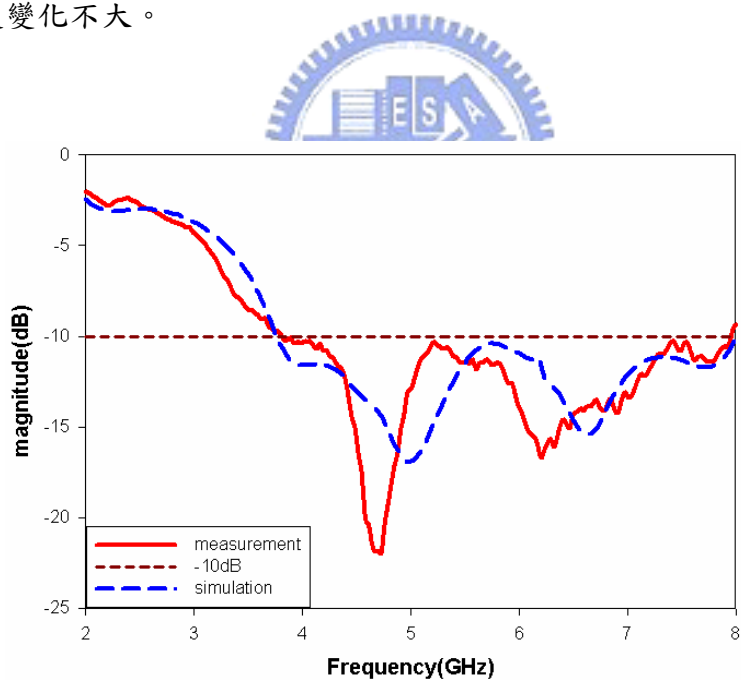
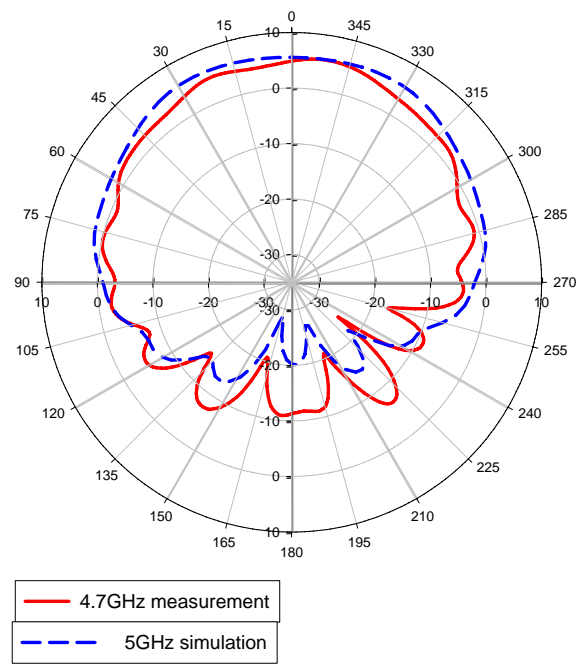
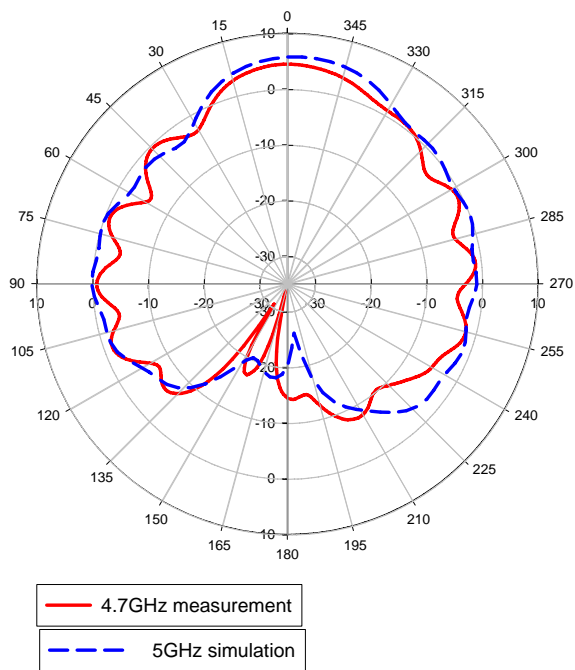
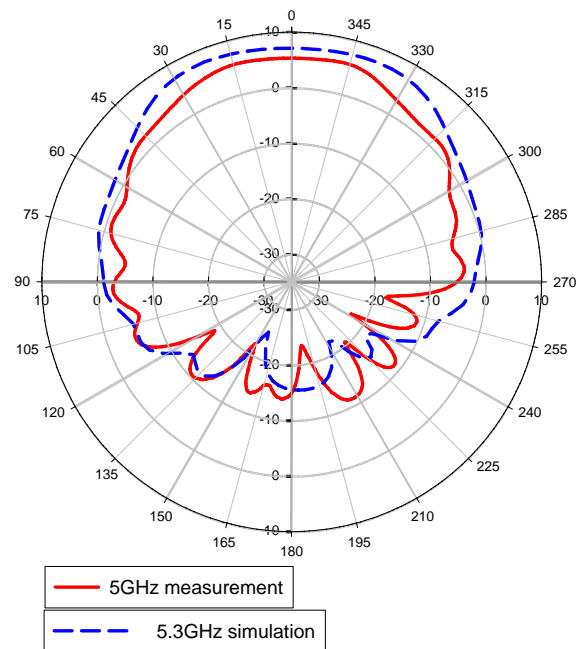
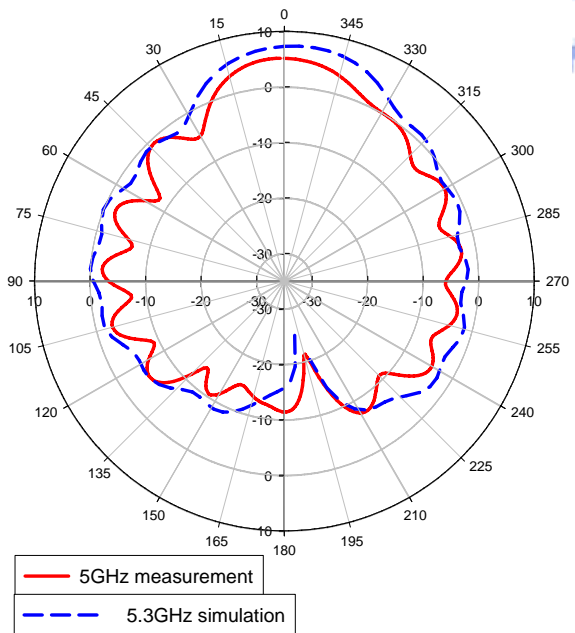


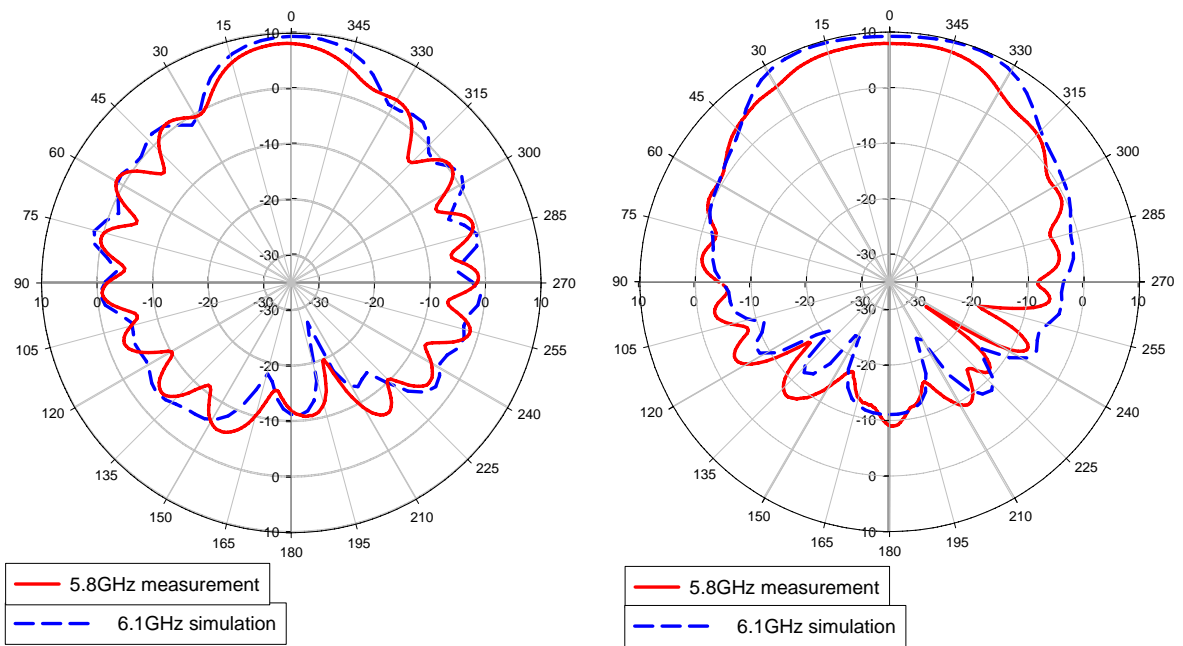
圖 2-12 單一導體洩漏波天線 S_{11} 量測與模擬比較



(a) 量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型 (b) 量測與模擬的 co-H-plane(x-z) 輻射場型



(a) 量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型 (b) 量測與模擬的 co-H-plane(x-z) 輻射場型



(a)量測與模擬的 co-E-plane(x-y)輻射場型 (b)量測與模擬的 co-H-plane(x-z)輻射場型

圖 2-13 單一導體洩漏波天線輻射場型量測與模擬的比較



第三章 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)

本章先介紹有關天線陣列與巴特勒矩陣的基本原理。之後介紹以兩種陣列天線：微帶天線陣列，洩漏波天線陣列之波束形成器。最後結合以上兩種波束形成器，實現雙平面波束切換之波束形成器。

3.1 陣列天線原理

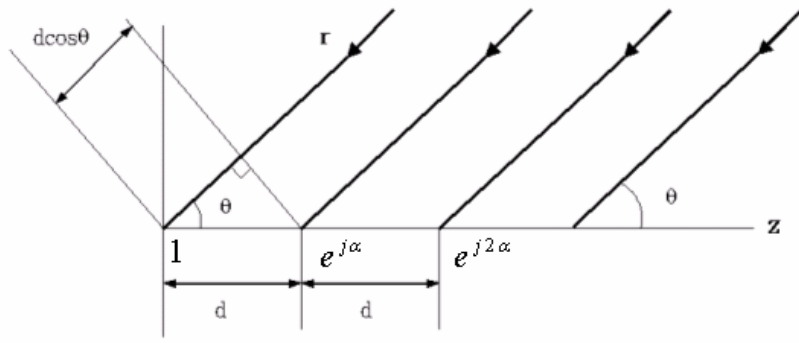


圖 3-1 點波源等間距之線性陣列

如圖 3-1 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[3]。而對於一 $N \times N$ 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。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[3]：

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\psi} \quad , \quad \psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (3.1)$$

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：

$$f(\psi) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (3.2)$$

在 $\psi = 0$ 時有最大值，主波束的方向為：

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{-\alpha}{\beta d}\right) \quad (3.3)$$

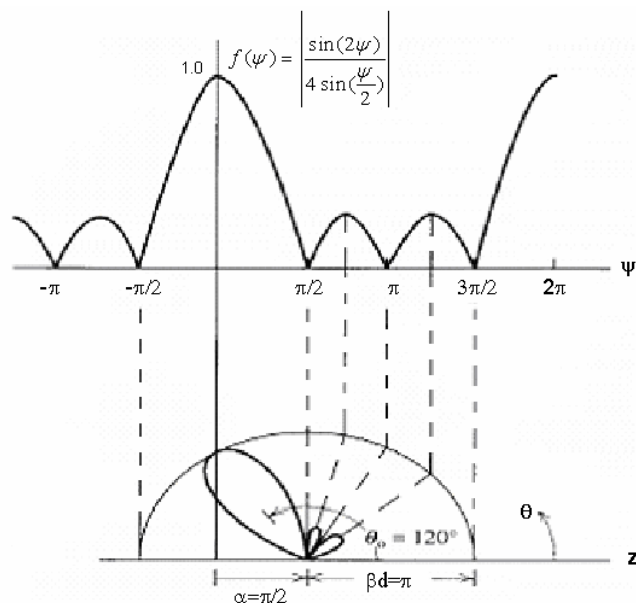


圖 3-2 均勻電流激發四個天線的陣列因子

如圖 3-2 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，調變饋入的相位差，便可調變其天線的場型，使主波束在空間對準訊號。

我們已知，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，即主波束角度會往偏離垂射 (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 (broadside) 方向集中，其波束寬亦會隨之變窄。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。

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。一般而言，各元素的間距選取為半個波長左右，這樣可使得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 。由式(3.3)，可以分別計算出主波束的方向角 θ 。表 3.1 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。

	$\alpha=45^\circ$	$\alpha=135^\circ$
$d=0.2\lambda$	$\theta=51.3^\circ$	無解
$d=0.3\lambda$	$\theta=65.38^\circ$	無解
$d=0.4\lambda$	$\theta=71.79^\circ$	$\theta=20.36^\circ$
$d=0.5\lambda$	$\theta=75.52^\circ$	$\theta=41.41^\circ$
$d=0.6\lambda$	$\theta=77.98^\circ$	$\theta=51.32^\circ$
$d=0.7\lambda$	$\theta=79.71^\circ$	$\theta=57.61^\circ$
$d=0.8\lambda$	$\theta=81.01^\circ$	$\theta=62.05^\circ$
$d=0.9\lambda$	$\theta=82.02^\circ$	$\theta=67.98^\circ$

表 3.1 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的表格

對於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帶天線的場型，分別給予四個元素饋入相位差均勻的激發電流。如圖 3-3 所示為四個陣列的矩形帶天線元素間距 $d=0.5\lambda$ ， $d=0.6\lambda$ 元素饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ 、 -135° 均勻激發電流的 H-plane 場型。

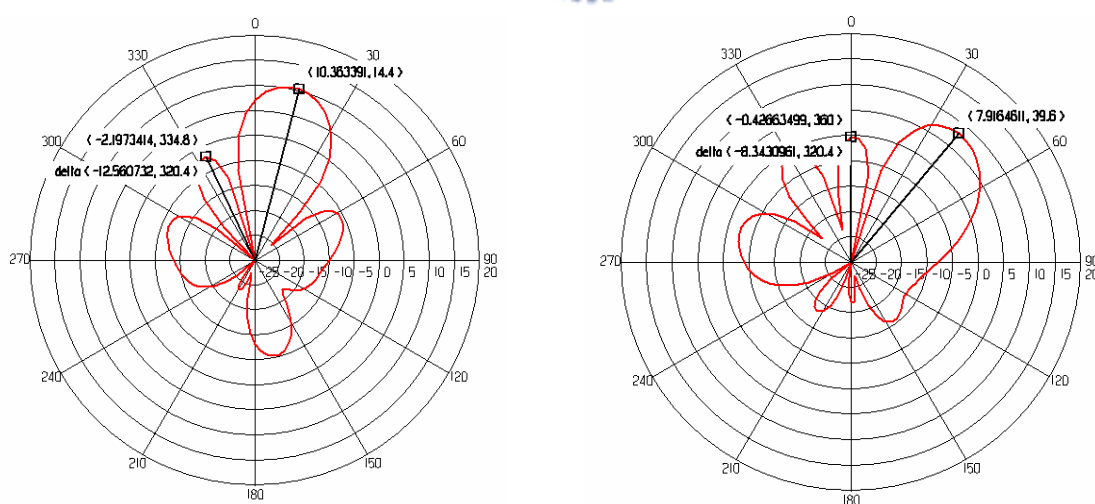


圖 3-3 矩形帶天線元素間距 $d=0.5\lambda$ 饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ 、 -135° 均勻激發電流的 H-plane 場型

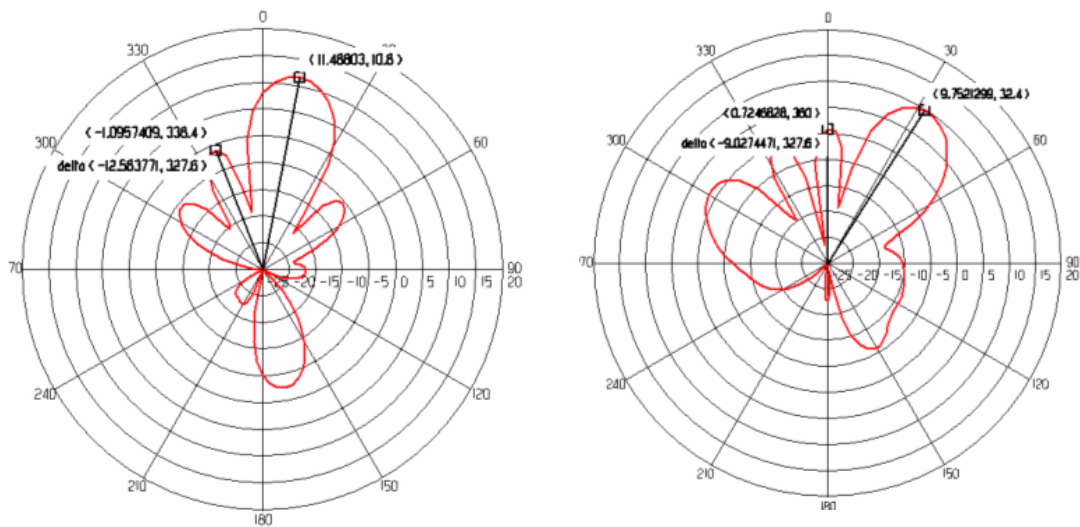
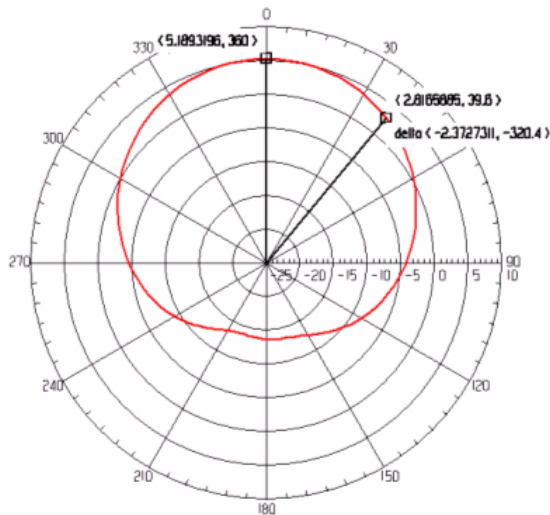


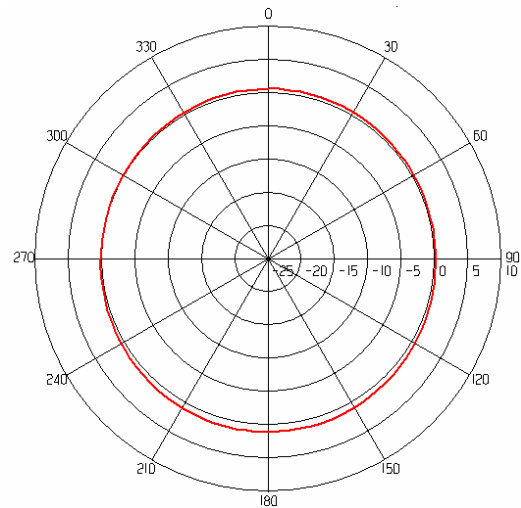
圖 3-4 矩形帶天線元素間距 $d=0.6\lambda$ 饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ 、 -135°
 均勻激發電流的 H-plane 場型

由圖 3-4 中可看出，在饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ 時，其主波束方向角與由天線陣列因子所計算出的結果很符合，而在饋入相位差 $\alpha=-135^\circ$ 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。另外，我們也可觀察到，當元素間距增加時，主波束的寬度也會變窄。

以下是矩形帶天線與偶極天線場型的比較，圖 3-5 是單個矩形帶天線與偶極天線場型的比較，圖 3-6 是矩形帶天線與偶極微帶天線其元素間距 $d=0.5\lambda$ 饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ 、 -135° 均勻激發電流 H-plane 場型的比較。可看出偶極天線的場型較接近全向性(omni-direction)，其主波束方向角與由天線陣列因子所計算出的結果誤差較小。



矩形微帶天線



偶極微帶天線

圖 3-5 單一個矩形微帶天線與偶極微帶天線其 H-plane 場型的比較

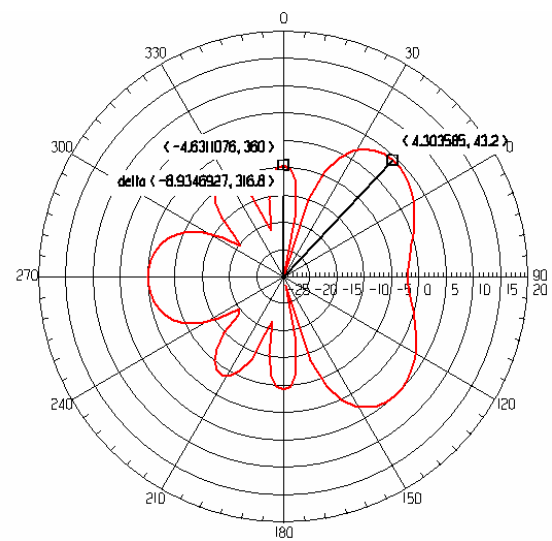
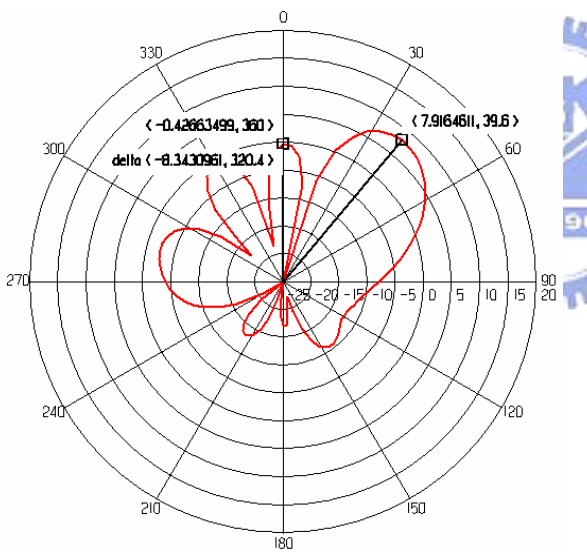


圖 3-6 矩形帶天線與偶極微帶天線其元素間距 $d=0.5\lambda$ ，饋入相位差

$\alpha = -45^\circ$ 、 -135° 均勻激發電流 H-plane 場型的比較

3.2 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 3-7 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。

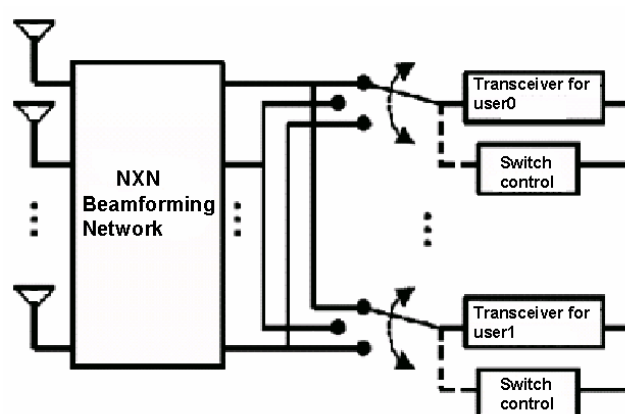


圖 3-7 波束切換系統 (switched-beam system) 的架構示意圖

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 3-8 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 (x_1, x_2, x_3, x_4) 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，即可改變主波束的方向，達到波束切換的目的。

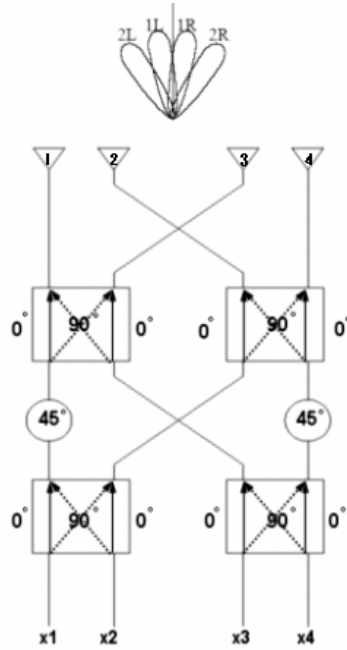


圖 3-8 4x4 巴特勒矩陣的示意圖

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， δ 元素間的相位差。由天線理論[3]可得天線的正歸化的陣列因子為式(3.4)，
 $\psi = \beta d \sin \phi - \delta$ ， $\phi = 90^\circ - \theta$ ， N 為天線元素的數目。

$$f(\psi) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right] \quad (3.4)$$

在 $\psi = 0$ 時有最大值，主波束的方向為：

$$\phi = \sin^{-1} \left(\frac{\delta}{\beta d} \right) \quad (3.5)$$

其中， δ 是由巴特勒矩陣所決定的[6]。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(3.5)中，可得波束方向角 σ_k 為式(3.7)[7]

$$90^\circ - \theta_k = \sigma_k \quad (3.6)$$

$$\sigma_k = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{Nd}\left(k - \frac{1}{2}\right)\right) \quad (3.7)$$

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 3-9 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。如圖所示為元素間距 $=0.5\lambda$ 其天線陣列激發端之相位分佈與主波束方向的關係表格。



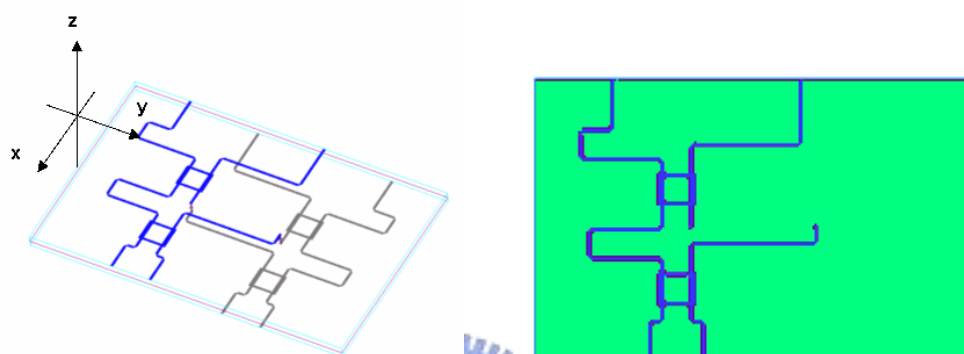
圖 3-9 主波束方向示意圖

表 3.2 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

	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)

3.3 4x4 巴特勒矩陣設計

如圖 3-10 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。

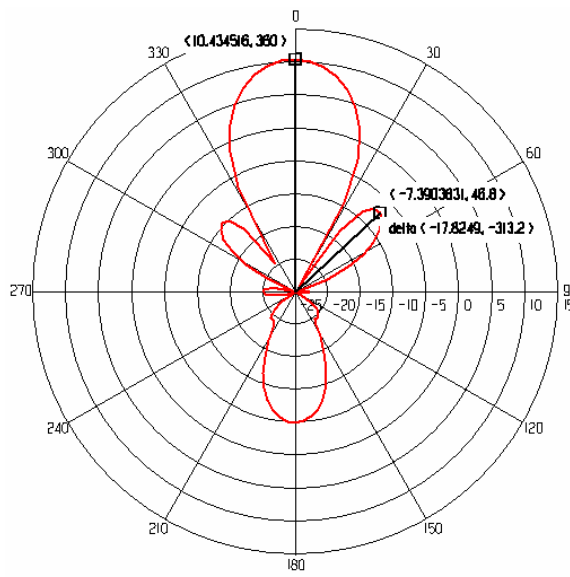


巴特勒矩陣饋入結構俯視圖

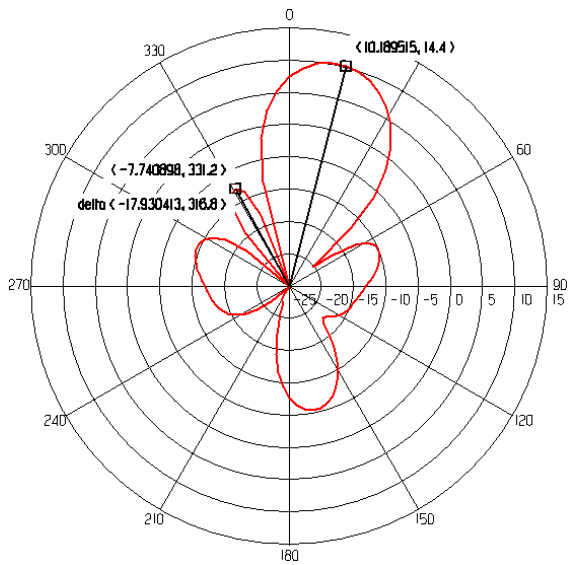
圖 3-10 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖

低旁瓣準位設計

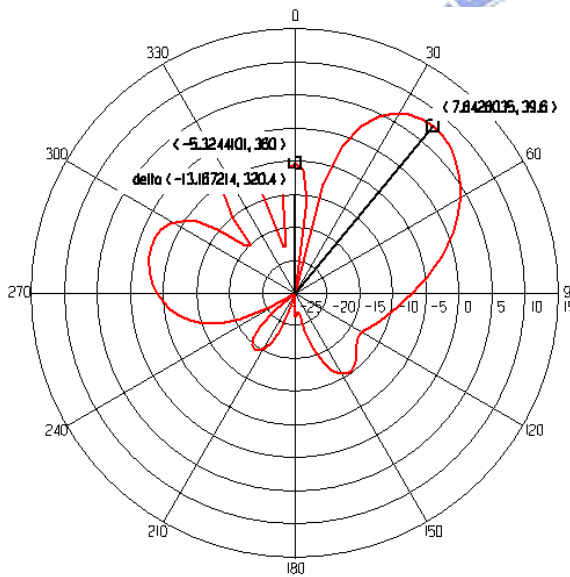
由陣列理論可知，當陣列天線激發電流為均勻分佈時，天線的數目愈多，天線之旁瓣準位也會越低。當元素為無窮大時，理論上最小約為-13dB。而實際上若天線陣列的數目量有限，又因為某些電磁效應在設計天線陣列時，由於天線間的一些耦合效應，會使得陣列天線的旁瓣準位無法低於-10dB。在此，我們選擇在天線陣列激發端設計非均勻的電流分佈來降低旁瓣準位。由於四個天線陣列的限制，以下選擇比較激發電流比 1:2:2:1 與二項式分佈激發電流比 1:3:3:1 的場型模擬，其中使用間距為 0.5λ 的四個微帶矩形天線陣列模擬。如圖 3-11 所示，為模擬在激發電流比為 1:2:2:1，及激發電流比為 1:3:3:1 時，饋入相位差 $\alpha=0^\circ$ ，饋入相位差 $\alpha=-45^\circ$ ，及饋入相位差 $\alpha=-135^\circ$ 的 H-plane 場型。其 SLL(side lobe level) 在激發電流比為 1:2:2:1 分別為-17.8dB，-17.9dB，-13.1dB，可以小於-13dB 以下。而模擬在激發電流比為 1:3:3:1 時，其 SLL(side lobe level)分別為-21.4dB，-21.9dB，-14dB，可以小於-14.59dB 以下。



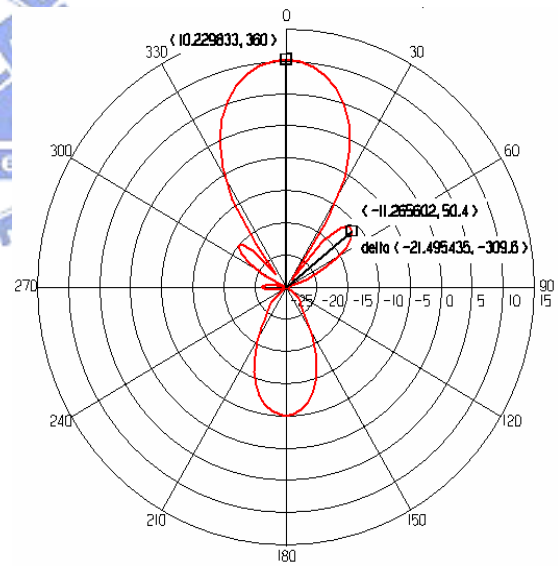
激發電流比為 1:2:2:1 時，
饋入相位差 $\alpha = 0^\circ$



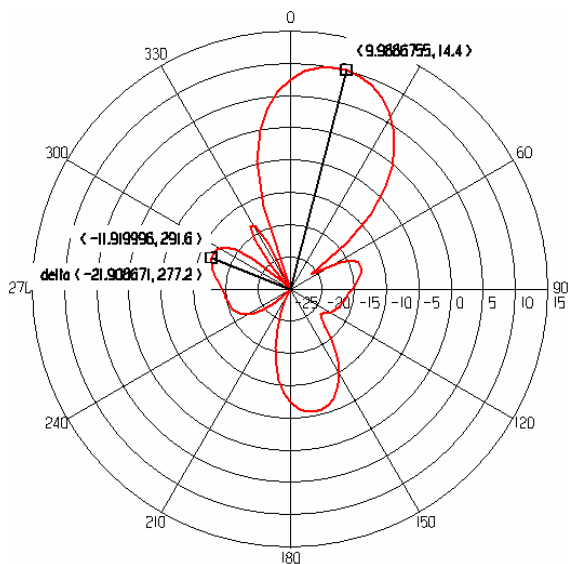
激發電流比為 1:2:2:1 時，
饋入相位差 $\alpha = -45^\circ$



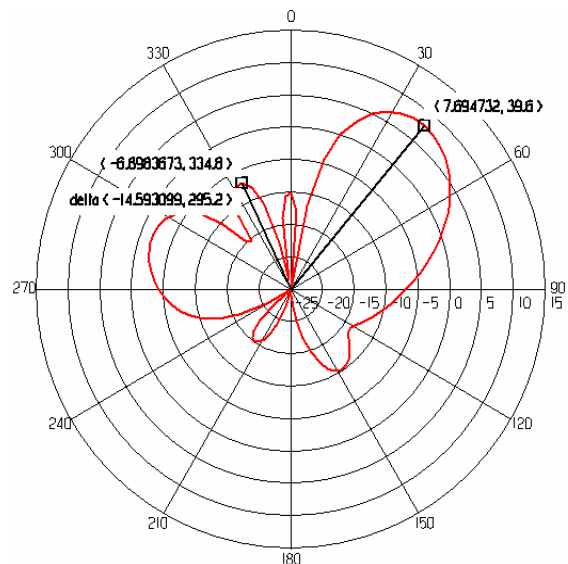
激發電流比為 1:2:2:1 時，
饋入相位差 $\alpha = -135^\circ$



激發電流比為 1:3:3:1 時，
饋入相位差 $\alpha = 0^\circ$



激發電流比為 1:3:3:1 時，
饋入相位差 $\alpha = -45^\circ$



激發電流比為 1:3:3:1 時，
饋入相位差 $\alpha = -135^\circ$

圖 3-11 間距為 0.5λ 的四個微帶矩形天線陣列模擬在激發電流比為 1:2:2:1，及激發電流比為 1:3:3:1 時，饋入相位差 $\alpha = 0^\circ$ ，饋入相位差 $\alpha = -45^\circ$ ，及饋入相位差 $\alpha = -135^\circ$ 的 H-plane 場型。

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。而由模擬結果，也可看出，其 SLL(side lobe level)皆低於-13dB 以下，可達成我們的目標。如圖 3-12 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。在 y1 及 y4 輸出端部分，使用一個 1:1 的功率分配器(equal power divider)，在其中一端輸出使用一個 50 歐姆的電阻做為負載。

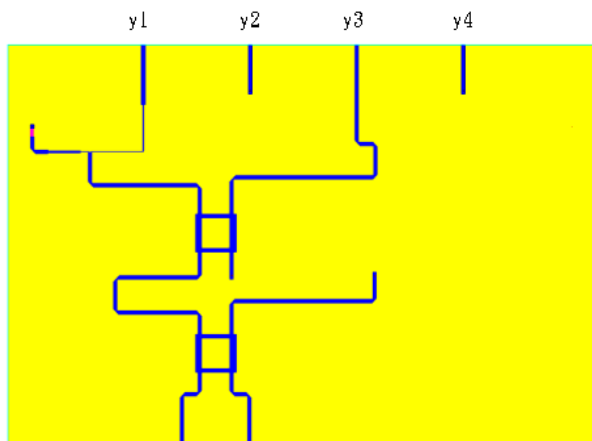


圖 3-12 激發電流比為 1:2:2:1 分佈的 4x4 巴特勒矩陣饋入的結構圖

3.4 模擬與量測結果討論

使用微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣

如圖 3-13 所示為微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣結構圖。設計參數如下：使用 $\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tan}=0.0027$ ， $h=0.508\text{mm}$ 的板材。在天線方面，使用在第二章內所設計的矩形微帶天線，天線陣列的元素間距為 0.5λ （空氣中的波長）。

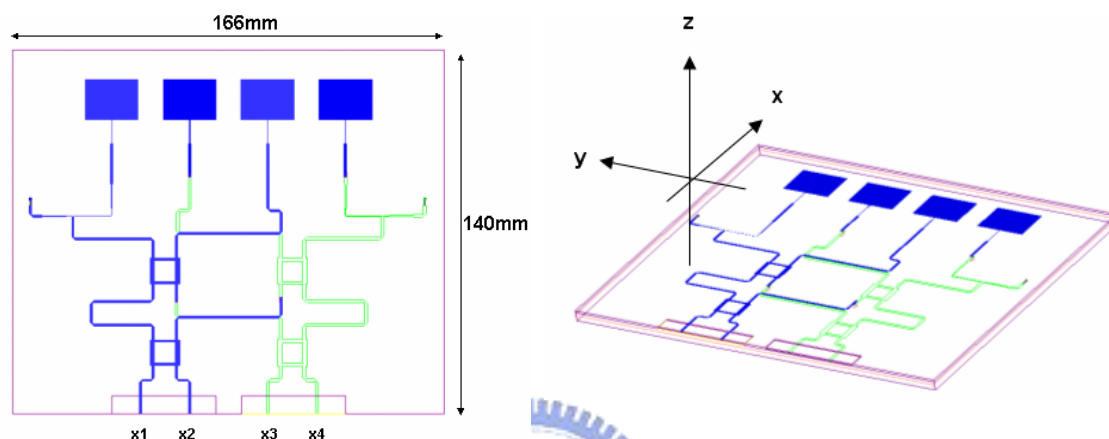


圖 3-13 微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣結構圖

如圖 3-14 所示為實際量測到的 S 參數圖，圖中為分別在 x_1 ， x_2 ， x_3 ， x_4 饋入所量測到的 S_{11} 。

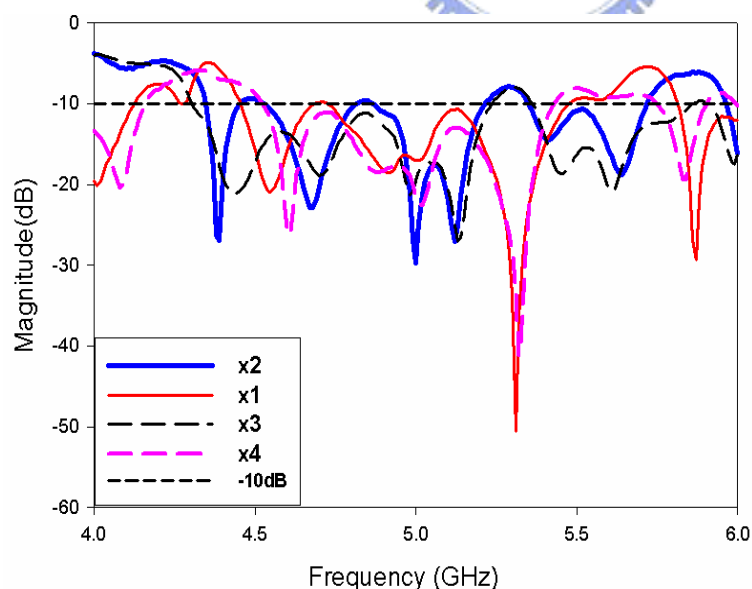
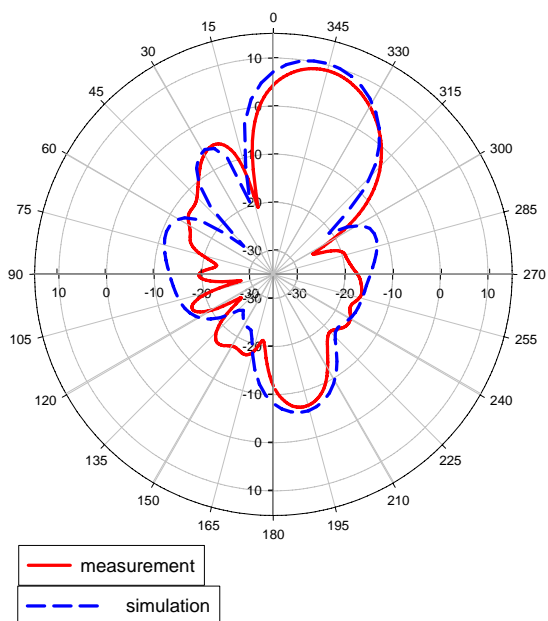


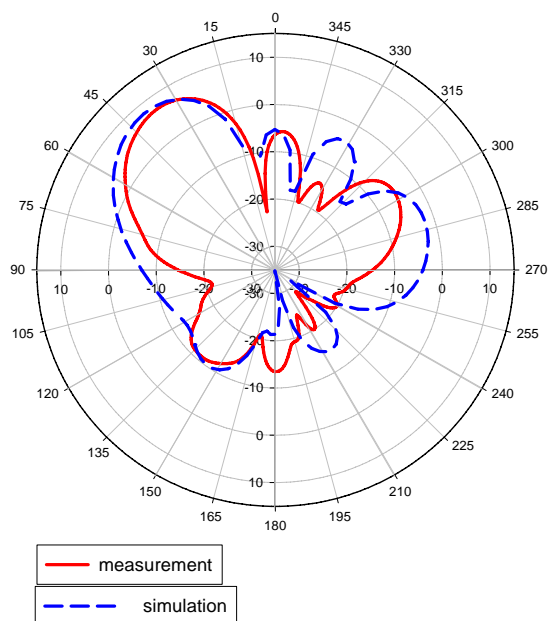
圖 3-14 微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣量測的 S_{11} (Return Loss)

以下是微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣場型量測與模擬的比較圖。其中是以

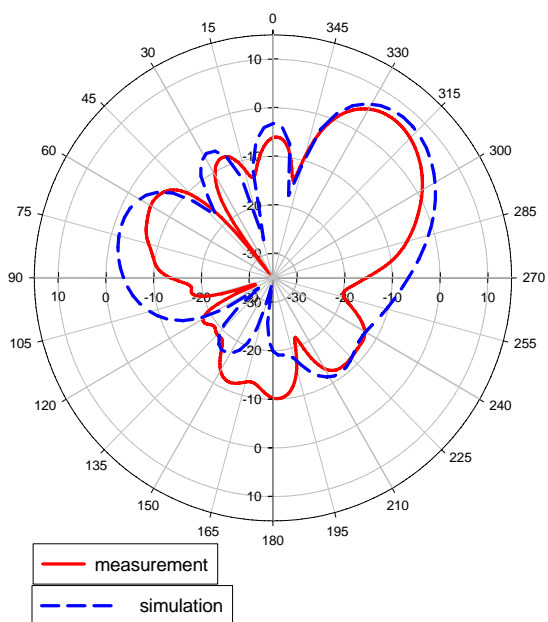
遠場方式頻率在 5GHz 所量測到的輻射場型。



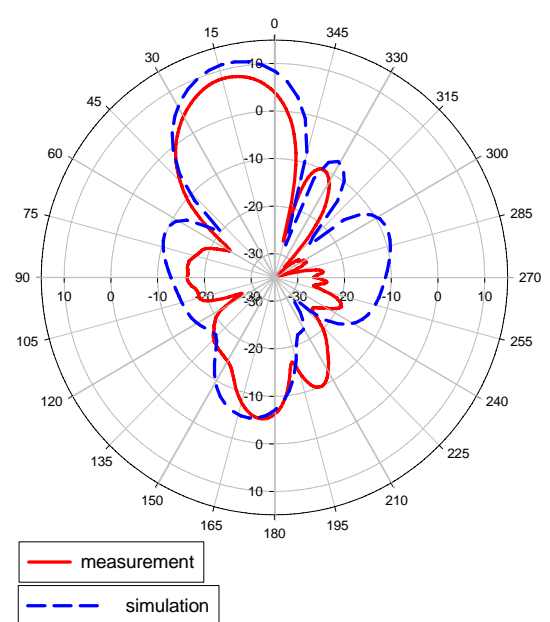
(a) X1 饋入量測與模擬的
co-H-plane(y-z)輻射場型



(b) X2 饋入量測與模擬的
co-H-plane(y-z)輻射場型



(c) X3 饋入量測與模擬的
co-H-plane(y-z)輻射場型



(d) X4 饋入量測與模擬的
co-H-plane(y-z)輻射場型

圖 3-15 微帶天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣場型量測與模擬的比較圖

使用洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣

如圖 3-16 所示為洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣結構圖。設計參數如下：使用 $\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tan}=0.0027$ ， $h=0.508\text{mm}$ 的板材。在天線方面，使用在第二章內所設計的洩漏波天線。在天線陣列方面，基於洩漏波天線本身結構的限制，選取了元素間距為 0.9λ （空氣中的波長）。

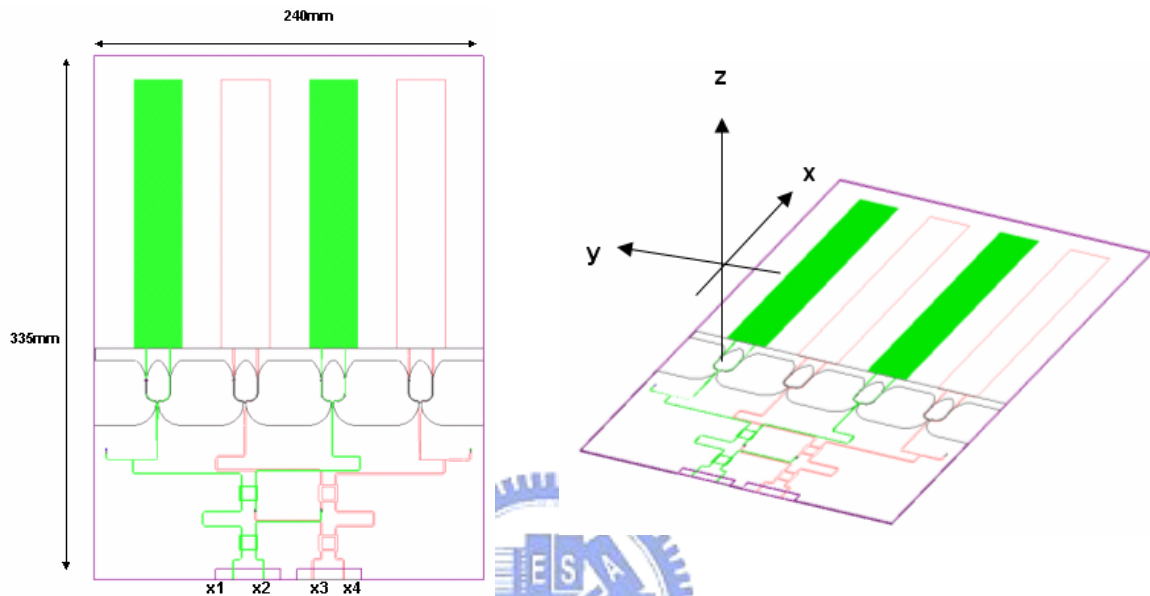


圖 3-16 洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣結構圖

如圖 3-17 所示為實際量測到的 S 參數圖，圖中為分別在 x1，x2，x3，x4 饋入所量測到的 S11。

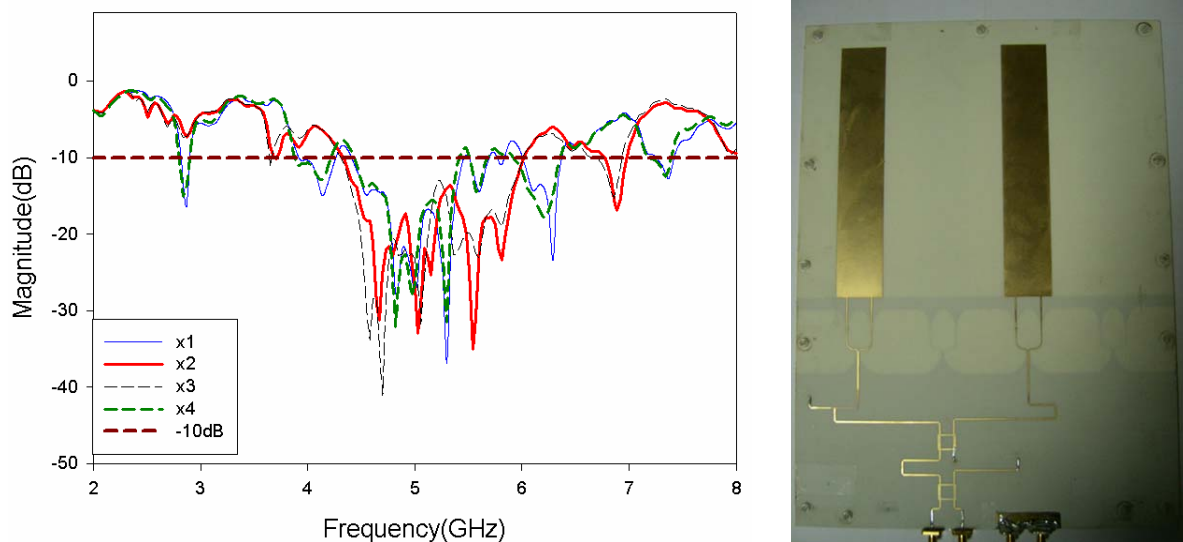
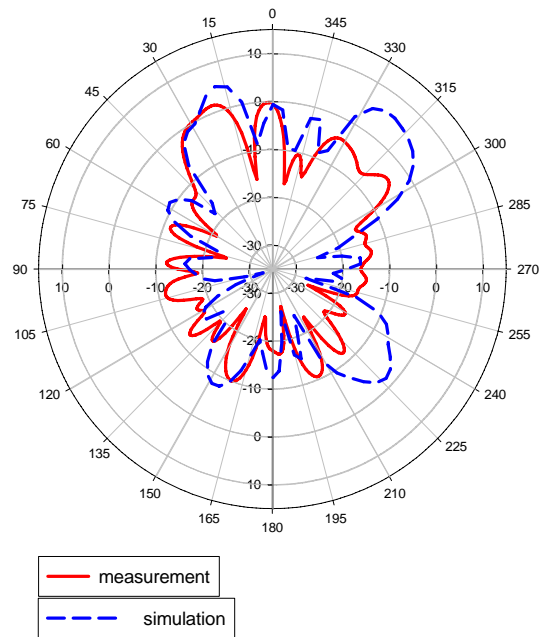
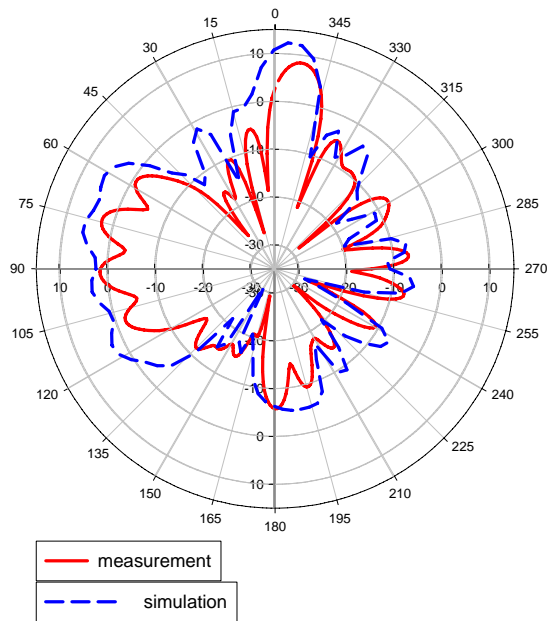


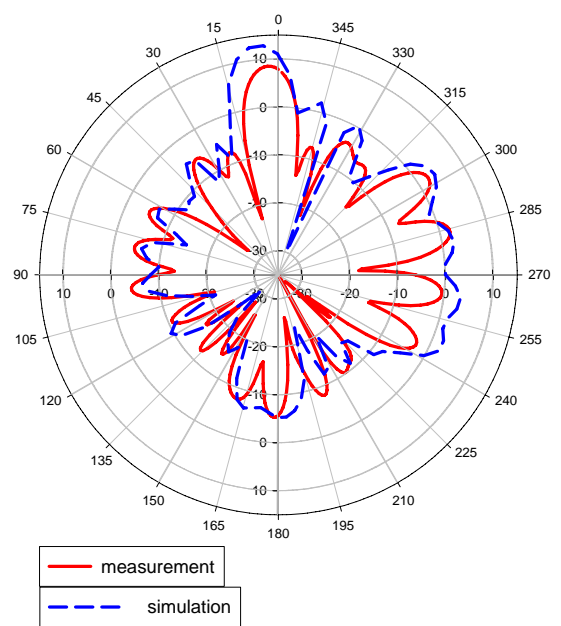
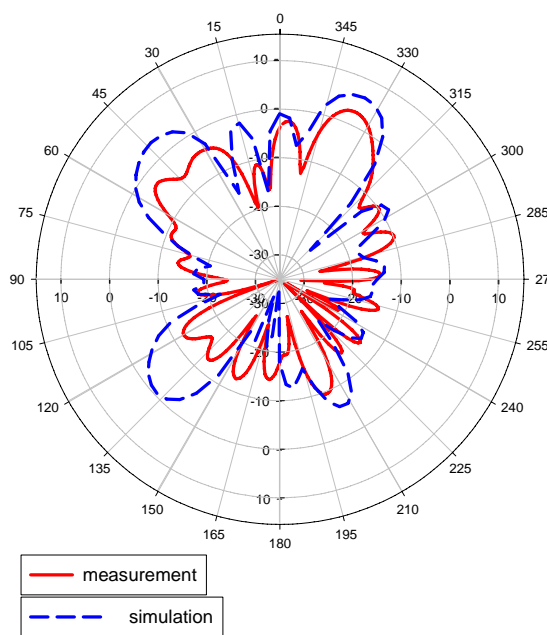
圖 3-17 洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣量測的 S11(Return Loss)

以下是洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣場型量測與模擬的比較圖。其中是

以遠場方式頻率在 5GHz 所量測到的輻射場型。



(a) x1 饋入量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型 (b) x2 饋入量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型



(a) x3 饋入量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型 (b) x4 饋入量測與模擬的 co-E-plane(x-y) 輻射場型

圖 3-18 洩漏波天線陣列的 4x4 巴特勒矩陣場型量測與模擬的比較圖

雙軸場型調變的巴特勒矩陣

結合微帶天線陣列以及場型在端射(endfire)方向有高指向性的洩漏波天線陣列，可以達到具有雙軸場型調變的能力。設計參數如下：使用 $\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tan}=0.0027$ ， $h=0.508\text{mm}$ 的板材。如圖 3-19 所示為其結構圖。此結構有八個饋入端，其中微帶天線陣列之饋入端為(x2, x4, x5, x7)，正反洩漏波天線陣列之饋入端為(x1, x3, x6, x8)。於輸入埠使用四個切換電路(switch circuit)同時切換(x2, x4, x5, x7)與(x1, x3, x6, x8)，可切換在y-z plane與x-y plane的場型。

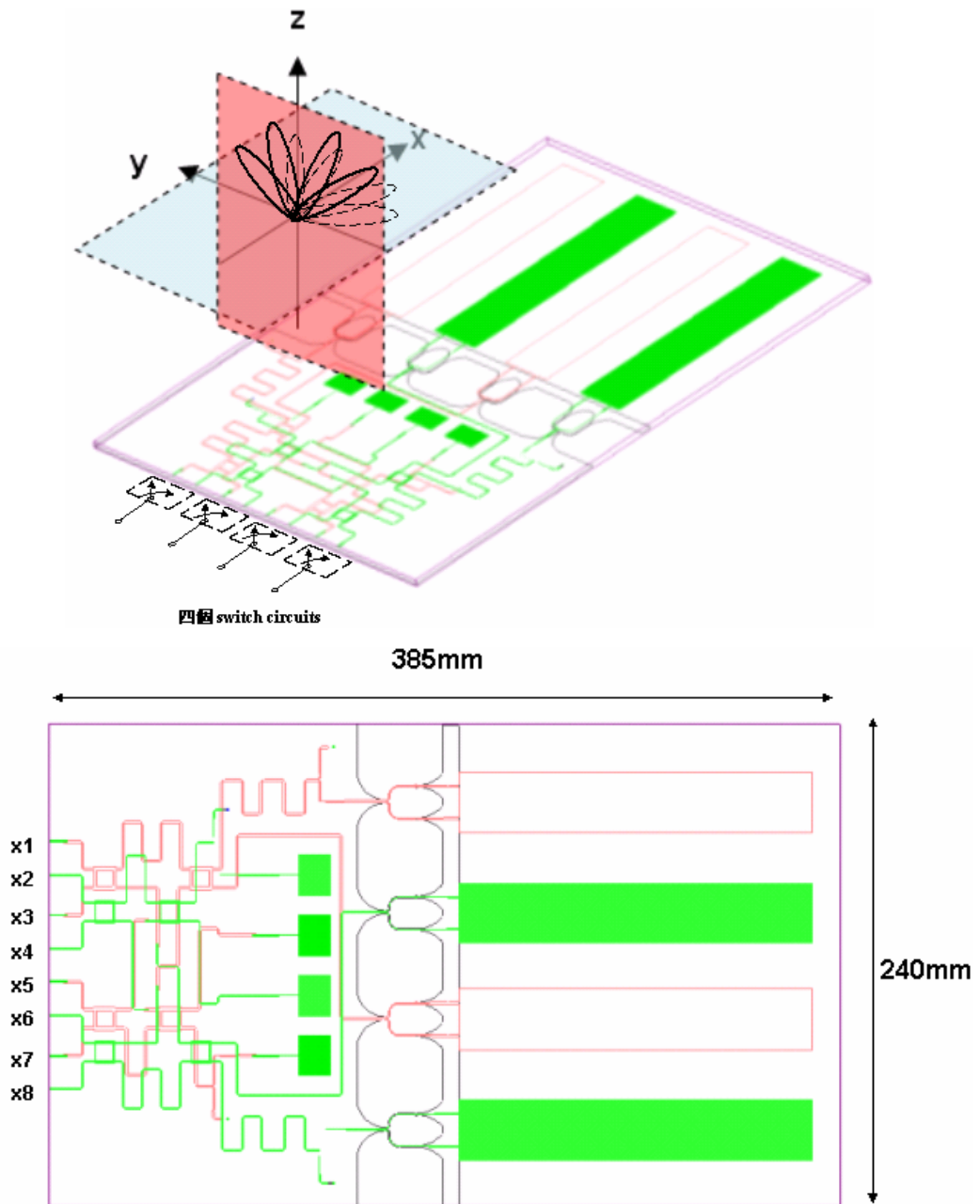


圖 3-19 雙軸場型調變的巴特勒矩陣結構圖

如圖 3-20 所示為實際量測到的 S 參數圖，圖為分別在分別在 x1，x2，x3，x4，x5，x6，x7，x8 饋入所量測到的 S11。

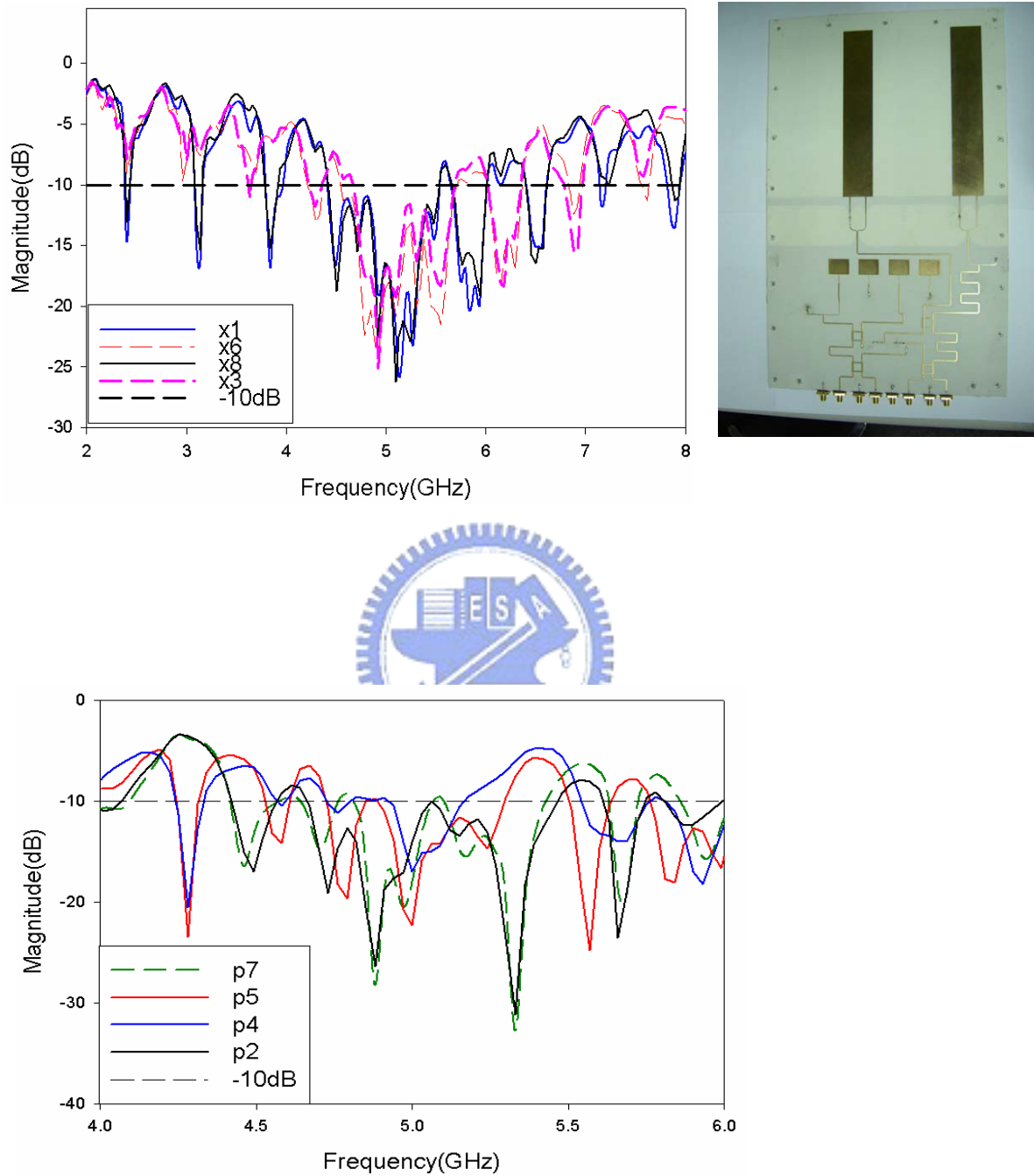
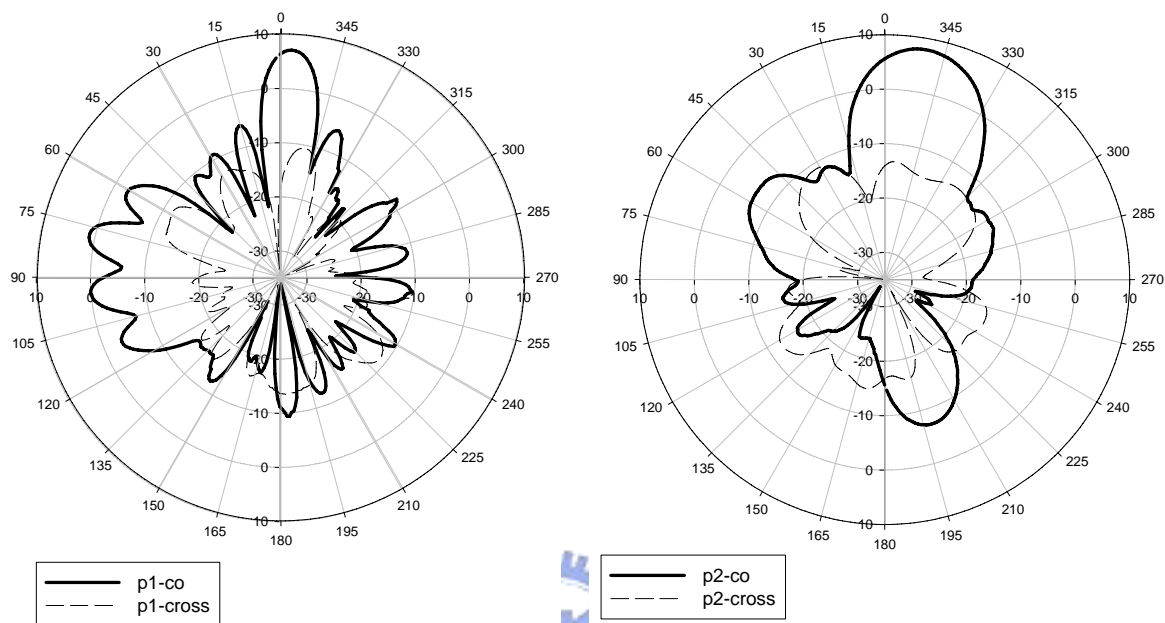


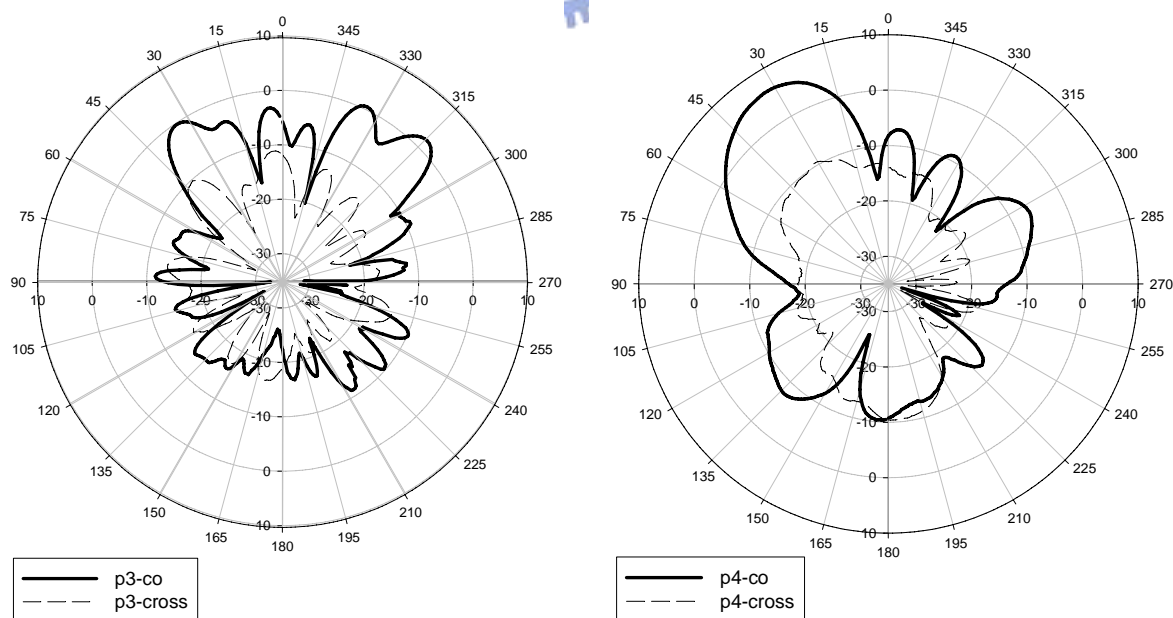
圖 3-20 雙軸場型調變的巴特勒矩陣結構圖量測的 S11(Return Loss)

以下是以遠場方式所量測到的輻射場型。由量測的結果可發現在 X3 饋入的場

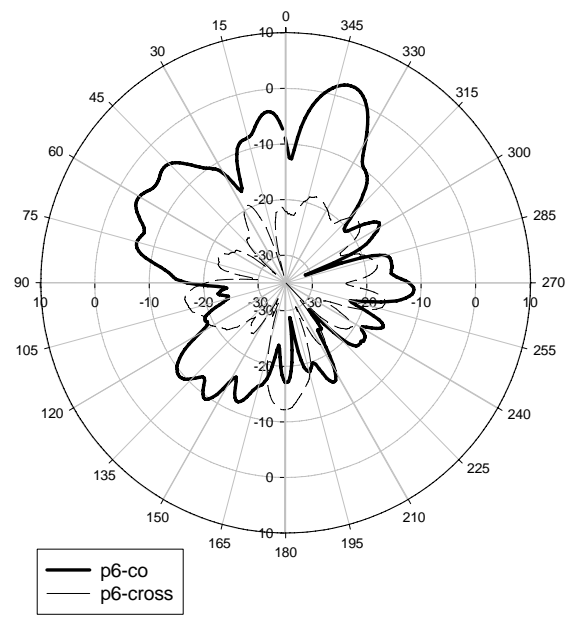
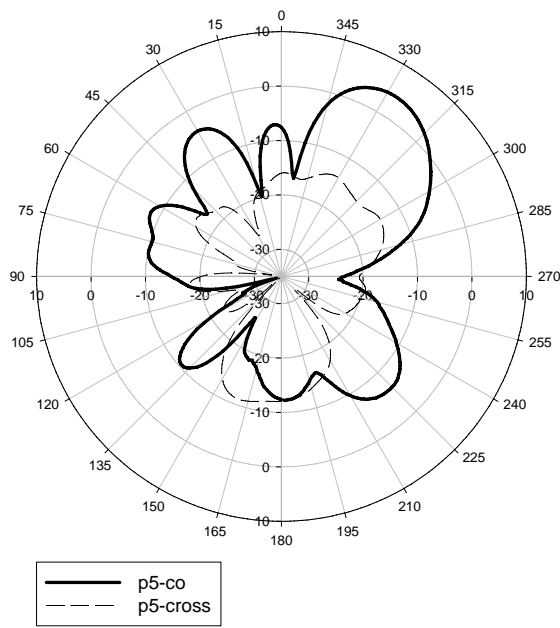
型較不能分辨出其主波束的方向，這是因為礙於洩漏波本身天線元素間距選取 0.9λ 的距離使形成光柵波瓣(grating lobe)，於波束調變時，造成干擾所導致的結果。



(a) X1 饋入量測的 E-plane(x-y)輻射場型 (b) X2 饋入量測的 H-plane(y-z)輻射場型

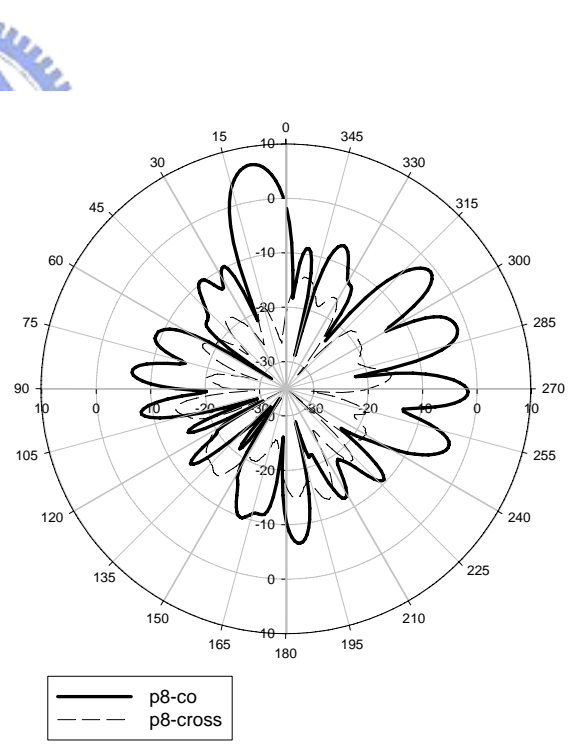
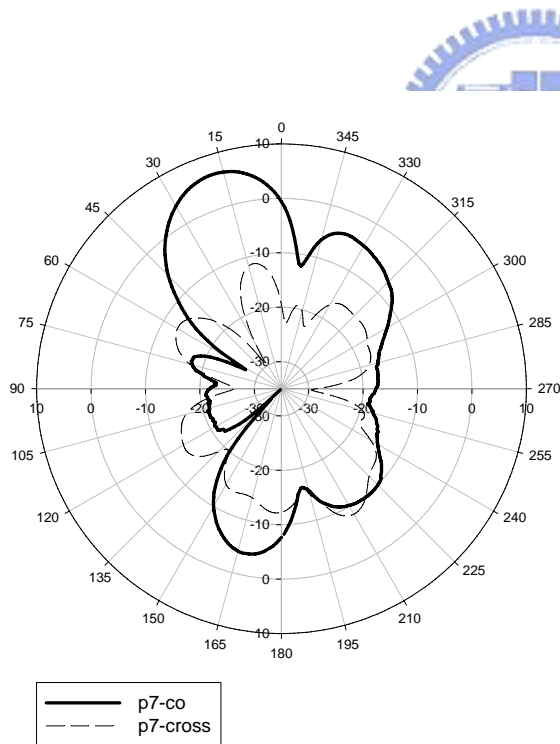


(c) X3 饋入量測的 E-plane(x-y)輻射場型 (d) X4 饋入量測的 H-plane(y-z)輻射場型



(e) X5 饋入量測的 H-plane(y-z)輻射場型

(f) X6 饋入量測的 E-plane(x-y)輻射場型



(g) X7 饋入量測的 E-plane(x-y)輻射場型

(h) X8 饋入量測的 E-plane(x-y)輻射場型

圖 3-21 分別在 x1, x2, x3, x4, x5, x6, x7, x8 饋入所量測到的輻射場型

第四章 60GHz 串接饋入微帶天線陣列 (60GHz Series-Fed Microstrip Antenna Array)

4.1 串接饋入微帶天線陣列之設計

一般而言，串接饋入微帶天線陣列可分為兩種，一種為利用饋入線串聯連接陣列天線間的天線，另一種則為利用饋入線並聯連接，圖 4-1 所示為串接饋入微帶天線陣列示意圖。以串聯連接天線陣列而言，在設計上，可以選擇使用 50 歐姆的微帶線從天線陣列中間饋入，或從天線陣列終端饋入。當設計一共振模式的串接饋入微帶天線陣列時，需考慮到若要設計波束在垂射(broadside)方向，則每個天線元素必須相距一個 λ_g (介質中的波長)，而由於共振的特性，其主波束只有在所設計的頻率時，其方向才會在所設計的垂射(broadside)方向。

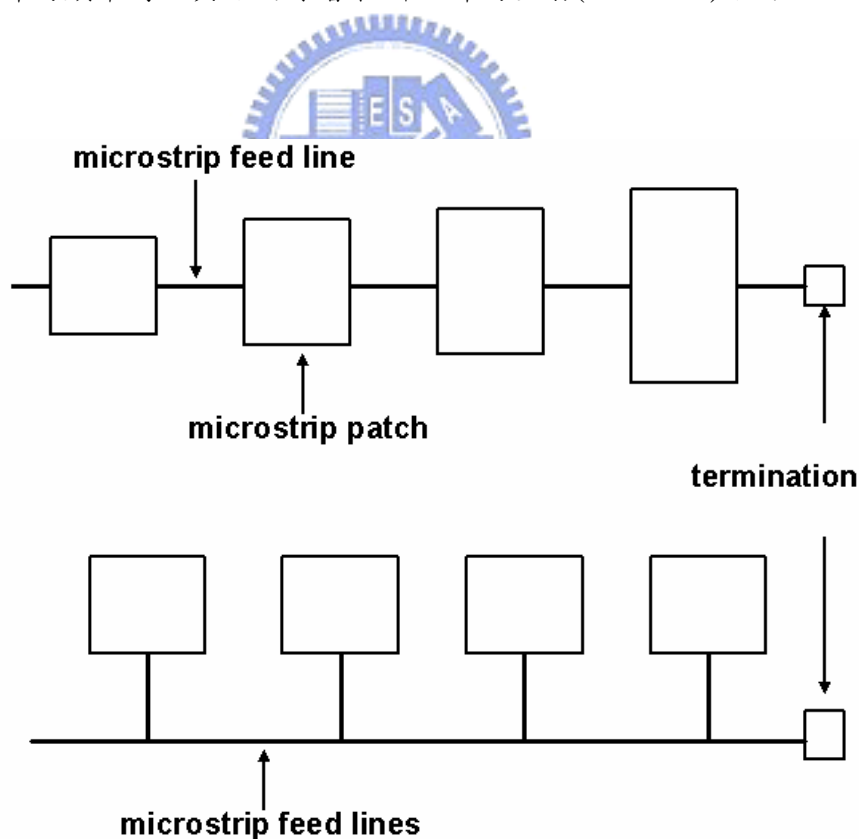


圖 4-1 串接饋入微帶天線陣列示意圖

4.2 模擬與量測結果討論

圖 4-2 為所設計以七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列結構。在此，我們使用天線分佈為taper的形式。使用基板為Rogers 4003 ($\epsilon_r=3.38$ ， $\text{Loss tan}=0.0027$ ， $\text{thickness}=0.2032\text{mm}$)。圖 4-3 為使用HFSS軟體所模擬的結果。

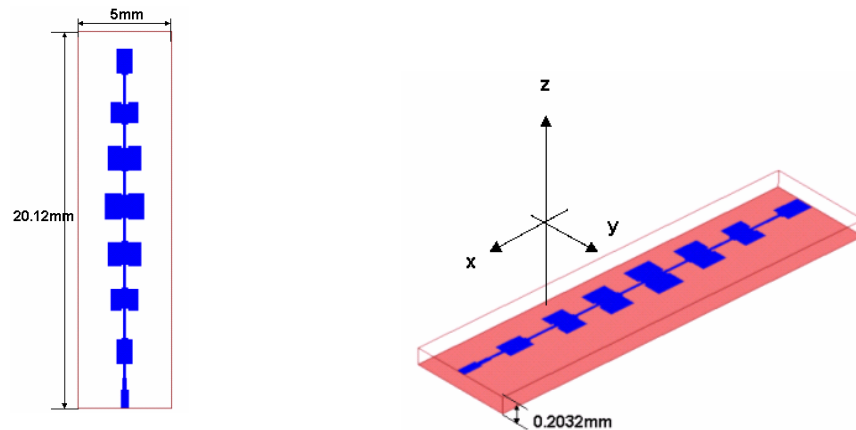
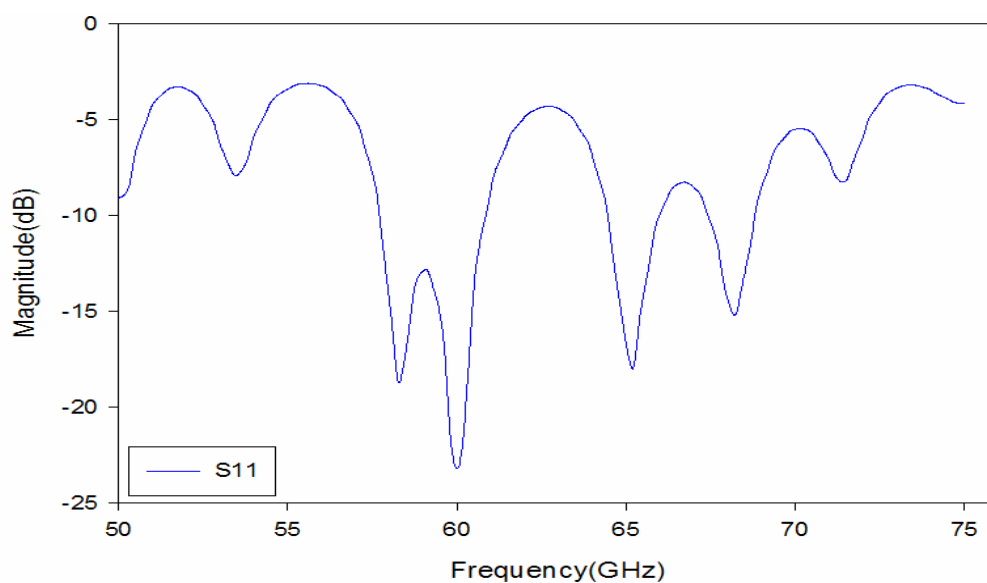


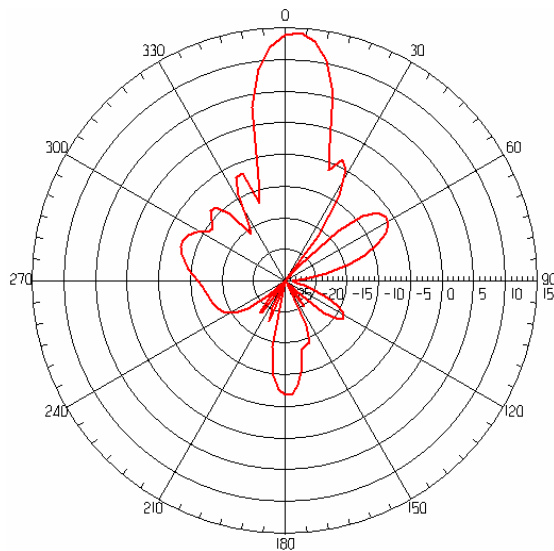
圖 4-2 七個串聯的串接饋入微帶天線陣列結構圖

表 4.1 七個串聯的串接饋入微帶天線陣列天線尺寸

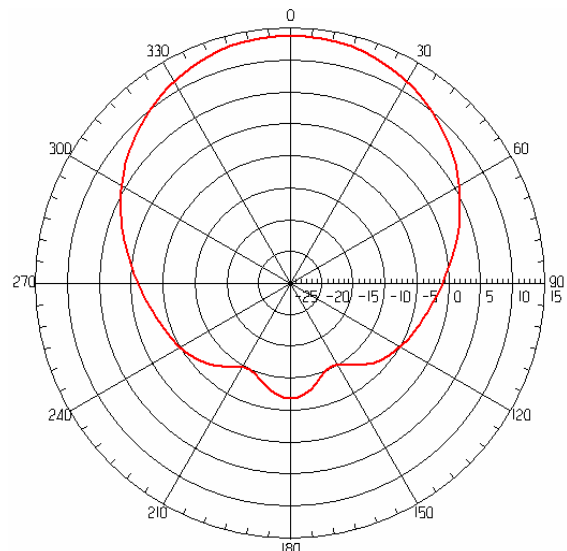
編號	1	2	3	4	5	6	7
W(mm)	1.43	1.15	1.3	1.43	1.3	1.15	1.43
L(mm)	0.89	1.5	2.1	1.78	2.1	1.5	0.89



(a) 七個串聯的串接饋入微帶天線陣列模擬的 S11(Return Loss)



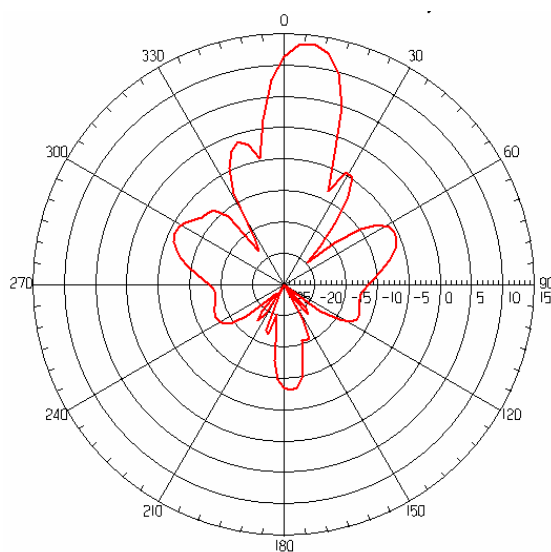
(b) 頻率為 60GHz 時模擬的 E-plane
輻射場型



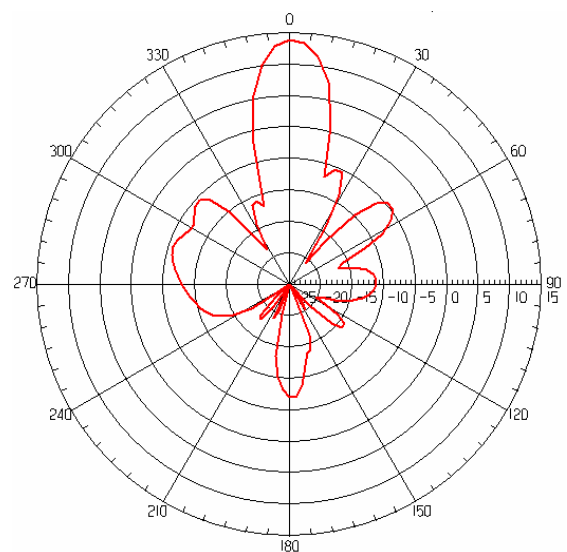
(c) 頻率為 60GHz 時模擬的 H-plane
輻射場型

圖 4-3 模擬七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列的結果

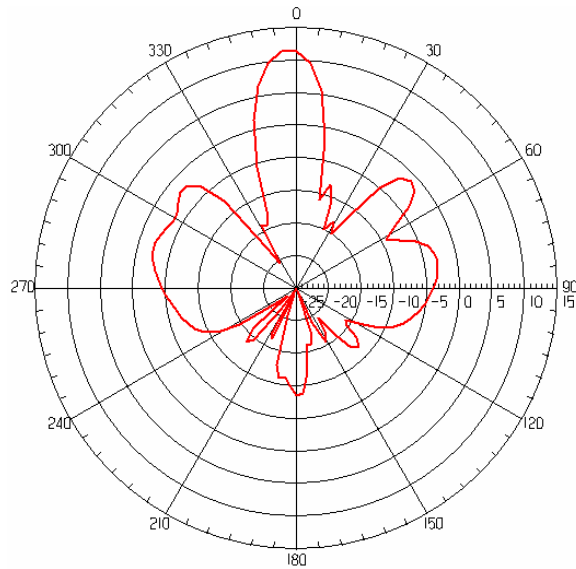
其中頻率在 60GHz 時，主波束最大增益(Gain)為 14.2dBi，SLL(side lobe level)約為 18dB，主波束稍微偏離垂射(broadside)方向約 3° ，3dB 主波束寬為 23.25° 。由於所設計為一共振模式的串接饋入微帶天線陣列，當不在共振頻率時，其主波束會偏離垂射(broadside)方向。如圖 4-4 所示為在頻率 59GHz、60.8GHz 及 62GHz 時的 E-plane 場型。



(a) 頻率為 59GHz 時模擬的 E-plane
輻射場型



(b) 頻率為 60.8GHz 時模擬的 E-plane
輻射場型



(c) 圖頻率為 59GHz 時模擬的 E-plane 輻射場型

圖 4-4 在頻率 59GHz、60.8GHz 及 62GHz 時的 E-plane 場型

觀察可發現頻率在 59GHz 時，主波束會偏離垂射(broadside)方向約 7.2° ，而在 60.8GHz 時，並沒偏離的現象，但在 62GHz 時偏離了主波束約 3° 。由以上模擬結果可發現，在設計時，對於天線元素間距的調整（天線元素必須相距一個 λ_g ），及各天線元素大小的分佈，都會影響到主波束的角度。

另外，在實際模擬過程中發現，若在天線元素上挖槽約(0.1mm x 01mm)的大小，可以增加 SLL(side lobe level)，幫助抑制旁波瓣。以下為在各天線元素上挖槽與未挖槽輻射場型的比較。如圖 4-5 所示為挖槽結構與未挖槽結構的七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列圖。其輻射場型的比較如圖 4-6 所示。由圖中

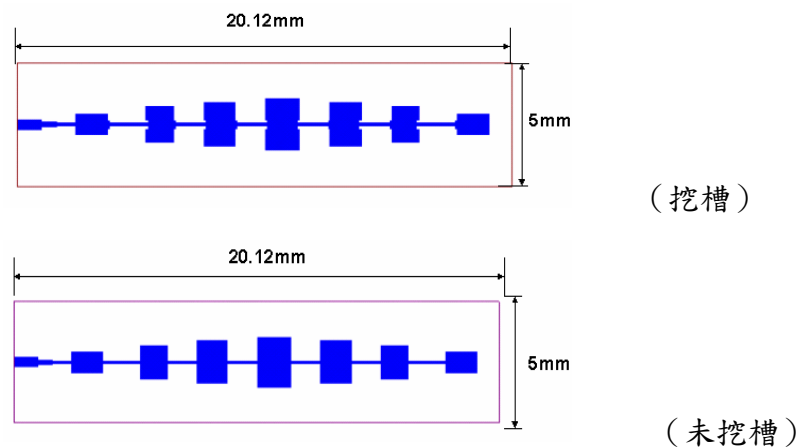


圖 4-5 挖槽結構與未挖槽結構的七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列圖

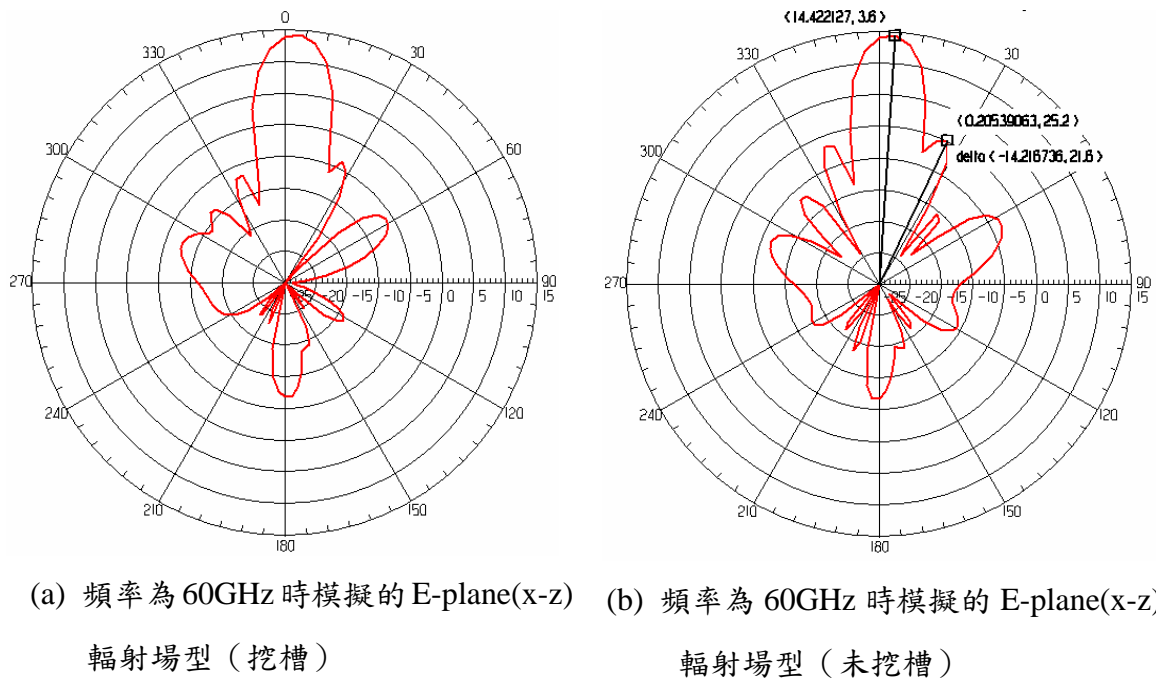


圖 4-6 模擬輻射挖槽結構與未挖槽結構的場型比較

可看出未挖槽的結構其 SLL(side lobe level)約為 14.2dB，而挖槽的結構則為 18dB。如圖 4-7 所示為七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列實體圖。

在量測上，使用兩個波導管，一端連接天線做為發射端，另一端做為接收端，其距離為 75mm 長，實際量測的結果。其中網路分析儀是使用型號為 Agilent 8510c 做為量測。圖 4-8 為實際量測的 S11(Return Loss)與模擬的比較，與實際量測接收到的能量。在實作上有頻率偏移的現象，增益在 62GHz 時為最大。

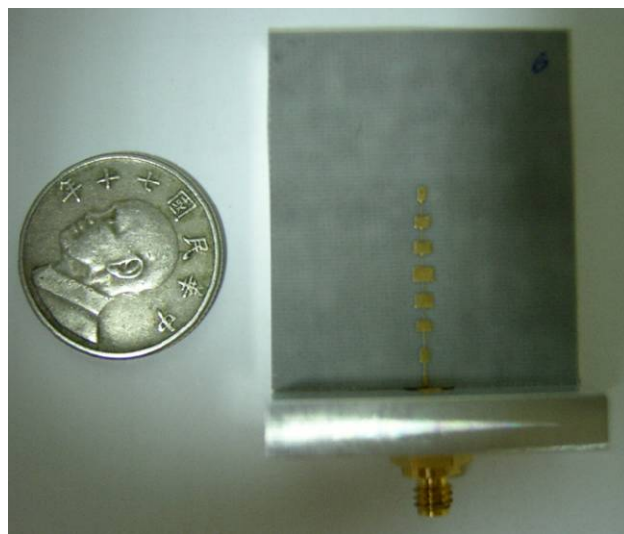
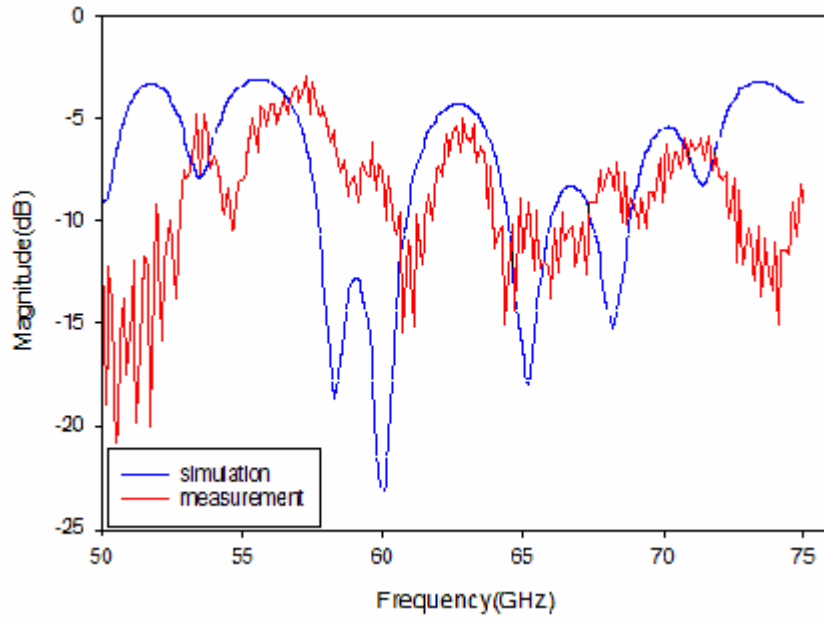
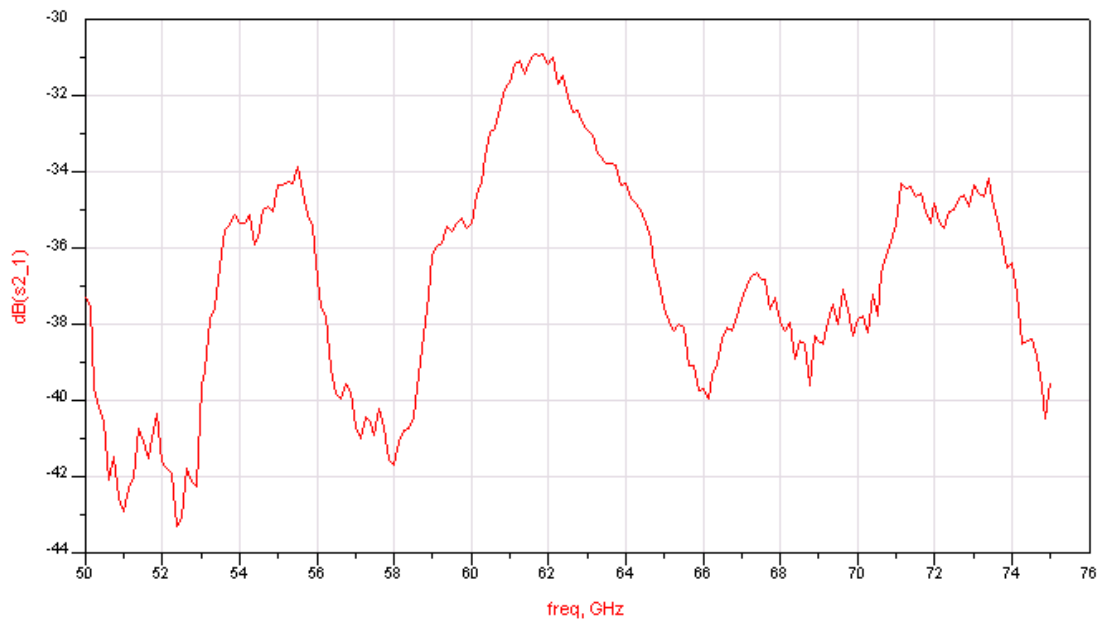


圖 4-7 七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列實體圖



(a) 實際量測的 S11(Return Loss)與模擬的比較



(b) 實際量測接收到的能量

圖 4-8 量測七個天線串聯的串接饋入微帶天線陣列的結果

第五章 總結(conclusion)

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，其中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，又由於波束切換的角度與天線元素因子也有極大的關係，因此在使用單一導體洩漏波天線陣列切換波束時，其效果不盡理想。雖然如此，在整個架構上，確實可以達到雙平面波束切換的效能。而利用功率分配器電路的改良，亦可降低旁波瓣，其限制是在使用四分之波長轉換限制其頻寬，在使用 via 方面對於更高頻的限制...等，未來可朝此方面繼續研究並做改進。在 60GHz 串聯串接饋入微帶陣列天線方面，可以增加陣列天線的數目，達到更高增益的要求。



參考文獻

- [1] W. Hong and Y. D. Lin, "Single-conductor strip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.52, pp.1783-1789, July 2004.
- [2] W. Hong, "Broadband microstrip leaky-wave antennas," Ph. D thesis, 2002.
- [3] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis And Design*, 2nd ed., John Wiley& Sons, New York, 1997.
- [6] Bruno Pattan, *Robust Modulation Methods And Smart Antennas in Wireless Communication*, Prentice Hall, 2000.
- [7] 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.
- [8] H. J. Moody, "The systematic design procedures for butler matrix," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-2, 2, pp.786-788, 1964.
- [9] 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.
- [10] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Design considerations for low sidelobe microstrip arrays,"*IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.38, pp.1176-1185,1990.
- [11] B. B. Jones, F. Y. M. Chow and A. W. Seeto, "The synthesis of shaped patterns with series-fed microstrip patch arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.AP-30, no. 6,pp. 1206-1212, Nov.1982.
- [12] A. G. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.AP-24, PP.846-851, Nov.1976.

- [13] T. Metzler, "Microstrip series arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no.1 PP.174-178, January 1981.
- [14] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Archiv. Electro. Ubertrag. Tech.* , vol.33, pp.137-140,1979.
- [15] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip, " *Archiv. Electro. Ubertrag. Tech.* , vol.33, pp.137-140,1979.

