

# 第一章、研究內容與方法

在這篇論文中第二章主要是說明微帶線性極化天線(linear polarized microstrip antennas)和隙孔耦合天線(Aperture coupled antenna)的理論和製作的方法，在後半部將介紹陣列天線(Array antennas)的理論，在論文的三、四章將結合微帶天線和隙孔耦合天線的基本原理來製作成陣列天線。

在第三章的部份是介紹隙孔耦合陣列天線，利用一分三的功率分配器串接三組子陣列，達到功率分配的效果，因量測的結果不如預期，本人使用數學軟體模擬天線陣列中的功率分佈和相位分佈，分析陣列因子，找出造成旁波束程度(side-lobe level)變差的成因。在隙孔耦合陣列天線的主題中討論了相位造成陣列因子的變化，在數學軟體中得到了證明，使用了一分三的功率分配器，因為相距四倍波長，只要頻率偏移中心頻將造成很大的相位差只要一分三的功率分配器的相位沒有控制好，饋入到這三組子陣列中，將使得量測的結果中的旁波束程度(side-lobe level)變得很差，造成量測結果不如預期。

在第四章的主題是介紹線性極化陣列天線的製作和將面臨隨著天線數量增多，而發生各個天線功率分配不均的問題，能量會集中在前面的部份，在後方所分到的能量微乎其微，而造成天線的增益下滑，為了說明這個現象，在論文中，使用不同特性阻抗的微帶線，當做行波陣列天線(traveling wave array antenna)的饋入網路，藉由模擬軟體，得到饋入到每一個天線的功率，來計算出整體的陣列因子，再求得模擬的場型和增益，比較了一段式饋入和二段式饋入的陣列天線的功率分佈、增益大小和饋入天線的效率，而量測結果如模擬預期是使用了二段式不同特性阻抗主線饋入方法，讓各個天線的功率能分均的分配其中，並且有效提高天線的效率，使得 50 歐姆上的負載能量能減少，在 12.2GHz~12.8GHz 頻寬內能有較大且一致的天線增益，比起其它一段式天線，在增益上有很大的改進，達成天線頻寬內，天線增益不會下降太快的目的。

## 第二章、理論

### 2.1 天線基本概念

在無線通訊系統中，天線扮演傳送與接收電磁能量的角色，主要功能有二：一是做為阻抗轉換裝置，用以匹配傳輸線與自由空間（free space），使電磁能量做最有效的傳遞。其次是天線可以將能量集中，導引到所需的方向，同時壓制其他方向的發射量到最低以獲得最大的增益或傳播距離，並減少不必要的干擾與被干擾的機會，滿足各種不同的應用。

一般線天線的物理特性如天線的尺寸、長度、厚度與形狀等，這些物理特性會影響天線的場型(Pattern)、波束寬(Beamwidth)、極化(Polarization)、駐波比(SWR)、回復損失(Return loss)與增益。各種不同的天線本身有其特性，而不同的應用，有不同的環境狀況，因而對天線有不同的特性需求，如何將兩者相對應，是天線設計的重要因素。

天線將電磁能量向自由空間輻射時，其功率密度的分佈情形，就是所謂的天線場型（Antenna pattern）。天線場型代表空間各方向相對的功率比值，可視為空間的功率譜（Power spectrum），主波束（Main beam）代表照射功率較強的區域，旁波束則是功率較弱的範圍。實際天線場型是三度空間，但是為了方便觀察，通常是以水平與垂直，或者方位與俯仰兩個主切面來呈現場型大致的立體形狀。

當一個天線在發射或接收時，整個球面所有角度的功率大小都一樣時，稱為全向性（Isotropic）天線，全向性天線代表平均輻射強度的情形，其指向性為1或0dB，是天線指向性（Directivity）的參考值。天線指向性定義為最大輻射強度與平均輻射強度的比值，假設天線場型為  $p(\theta, \phi)$ ，天線的指向性  $D$  可表示如下：

$$D = \frac{4\pi p(\theta, \phi)_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} p(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (1.1)$$

而線增益  $G = \xi D$ ， $\xi$  介於 0 與 1 之間，代表天線結構本身的損失情形；至於天線波束寬則是場型最大值相差 3dB 的主波束寬度，天線輻射的角度範圍與天線增益成反比，兩者無法兼顧。

## 2.2 微帶天線

傳統的微帶天線有矩形和圓形的型式，在此篇論文中將介紹矩形微帶天線的基本的原理和應用，在電磁學中得知，電磁波在微帶線中的傳輸不是完全的 TEM 波，雖然大部分的電場都在介質裡但有部分的電場在空氣中，產生電場的不連續我們將此種傳輸線視作 TEM 傳輸線來分析，能得近似的結果，而線上之電磁波模式乃稱為近似橫電磁 (quasi-TEM) 模式，當然這種情形只發生於頻率較低的範圍內，換言之較高次模式 (higher order mode) 此時並未計及。因此定義了有效的介電常數  $\epsilon_e$  (effective microstrip permittivity)，其數學式子如下[1]：

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad w/h \geq 1 \quad (2.1.1)$$

其中  $h$  為板材的厚度， $w$  為微帶線的線寬。在微帶線斷路處有邊緣場效應的影響，因此假設所產生出來的等效傳輸線延伸長度為  $\Delta L$ ，其斷路處的阻抗為一個電阻和電容的並聯：

$$Y_{in} = G_o + jB_o$$

$$G_o = \begin{cases} \frac{w}{90\lambda^2} & w < 0.35\lambda \\ \frac{w}{120\lambda} - \frac{1}{60\pi^2} & 0.35 \leq w \leq 2\lambda \\ \frac{w}{120\lambda} & w > 2\lambda \end{cases} \quad (2.1.2)$$

$$B_o = \frac{\tan \beta \Delta L}{Z_o} \quad (2.1.3)$$

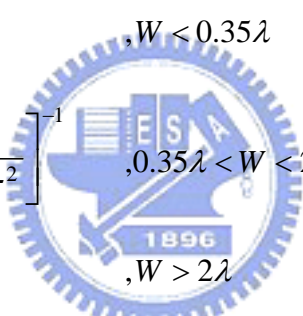
$$\Delta L = \frac{h}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad w \gg h \quad (2.1.4)$$

其中 $Z_0$ 為傳輸線的特性阻抗，也可以使用下列的式子[1]，來計算斷路處的輻射阻抗，其中 $k_0$ 為空氣中的波數

$$R_r = \frac{w_e^2}{6(60+w_e^2)} \quad (2.1.5)$$

$$w_e = k_0 \times w \quad (2.1.6)$$

在前面已經討論了傳輸線在邊緣的效應，在另一方面電場在每隔半波長其方向將變換一次，在二個形成斷路的地方，將形成同相的漏電場，如圖(2.2)所示，圖中為長度方向電場的切面圖，在漏電場的區域，電場方向是同方向的，造成輻射電場；微帶天線的內部，輸入的阻抗趨近為零，在邊緣的地方為最大，可以看成二個斷路處阻抗的並聯如圖(2.1)，其輻射電阻如下所示：

$$R_{Ae} = \frac{1}{2G_0} = \begin{cases} 45 \frac{\lambda^2}{W^2} & , W < 0.35\lambda \\ \left[ \frac{W}{60\lambda} - \frac{1}{30\pi^2} \right]^{-1} & , 0.35\lambda < W < 2\lambda \\ 60 \frac{\lambda}{W} & , W > 2\lambda \end{cases} \quad (2.1.7)$$


就傳輸線的觀點而言，微帶天線的周圍就好像傳輸線的斷路一樣，當傳輸線上的電流流到天線周圍時會被反射回去。因此電流在天線裡面所感應電磁場會在天線周圍間來回反射震盪，所以微帶天線可視為一個共振腔，在矩形微帶線中可寫成 $TM_{mn}$ 的型式[2]如下所示：

$$f_0 = \frac{C}{2\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.1.8)$$

寬度 $W$ 的大小，可以改變其輻射電阻和天線頻寬，若寬度變大，因為輻射面積變大的關係，所以天線頻寬變大，然而寬度 $W$ 若太大將造成較高次模 (higher order mode) 的產生，例如：使用同軸纜線在寬度的中心饋入，避免產生 $TM_{01}$ 模( $W$

不滿足二分之一波長)，若此時W為一個波長，將會產生 $TM_{02}$ 模態，若這時的L的長度也為二分之一波長，將共同激發二模態 $TM_{02}$ 和 $TM_{10}$ ，由於這兩個模態的共振頻率很接近，造成在二個方向的輻射場型在的不純淨。

在共振腔中最重要之參數為品質因數 $Q_0$ ，大小影響了天線的頻寬，其定義如下

$$Q_0 \equiv \omega \frac{2W_e}{P_l} \quad (2.1.9)$$

其中 $W_e$ 為共振腔內所儲存之電能， $P_l$ 為損耗掉之功率。就微帶天線而言，損耗功率 $P_l$ 有三種：輻射損耗 $P_{rad}$ 、介質損耗 $P_d$ 及金屬損耗 $P_c$ 即為：

$$P_l = P_{rad} + P_d + P_c$$

微帶天線的頻寬、品質因數 $Q_0$ 與VSWR的關係如下：

$$BW = \frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR}} \cdot \frac{1}{Q_0} \quad (2.1.10)$$

$$VSWR (= \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}) \quad (2.1.11)$$

其中VSWR為所設計天線饋入電路所允許最大駐波比。品質因數影響了天線整體的頻寬，在頻帶天線中，若增加板材的厚度h，在邊緣的電場會增加，也就是有效的長度變長，造成共振的頻率下降，同樣的相對於漏出去的電場增加，所以 $Q_0$ 變小，造成整體的頻寬變大；若選擇較高介電係數的板材，則天線的寸尺將縮小，因為高介電係數，電磁波不易輻射，所以 $Q_0$ 較大，造成天線的頻寬變小，在設計天線時需要正確選擇基板，介質損耗不可太大，否則天線的效率降低，影響了天線的增益。一般而言矩形微帶天線的長度L及寬度W應選擇的尺寸如下：

$$L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (2.1.12)$$



$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1.13)$$

W的長度可以調整輻射電阻 $R_{Ae}$ ，其值要相等於傳輸線上的特性阻抗 $Z_0$ ，傳輸線上才不會有反射；若使用邊緣饋入時，通常輻射電阻約為 $200\Omega$ 左右，但是 $200\Omega$ 的傳輸線十分的細，如果無法製造出來可以使用解決方法之一，就是如圖(2.3)所示，將微帶線伸入天線內，使饋入點在天線內，使得饋入的微帶線特性阻抗 $Z_0$ 就會變小。這種方法的缺點是必須在天線內挖槽，破壞天線特性。解決方法之二是在天線邊緣饋入點與微帶饋入線間加一段四分之一波長轉換器，如圖(2.4)其轉換特性為：

$$Z'_0 = \sqrt{Z_0 R_{Ae}} \quad (2.1.14)$$



## 2.2.1 微帶天線的場型

若微帶天線操作在 $TM_{01}$ 模態時，其場形為E（電場）平面與H（磁場）平面，其數學的表示式如下：

在 $\varphi = 0$ 平面上（E平面）

$$E_\theta = -jK_r \cos\left(\frac{k_o L_e}{2} \sin \theta\right) \quad (2.1.1.1)$$

$$E_\phi = 0$$

在 $\varphi = 90^\circ$ 平面上（H平面）

$$E_\theta = 0$$

$$E_\phi = jk_r \cos \theta \cdot \frac{\sin(k_o w \sin \theta / 2)}{k_o w \sin \theta / 2} \quad (2.1.1.2)$$

其中

$$K_r = (E_0 \frac{k_0 wh}{\pi}) \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (2.1.1.3)$$

$$L_e = L + 2\Delta\ell$$

## 2.2.2 圓極化微帶天線

在微帶天線的 X 軸和 Y 軸座標軸上分別饋入大小相等，相位相差  $90^\circ$  的電場，即成為圓極化天線，如下列式子：

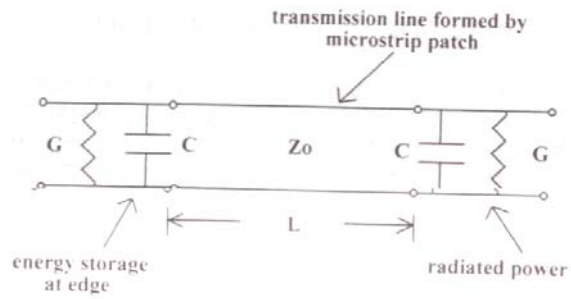
$$\bar{E} = V_0 E(\theta, \phi) (\hat{a}_x + a_y e^{j\phi}) \quad (2.1.1.4)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2}: \quad \text{左旋圓極化波(LCP)}$$

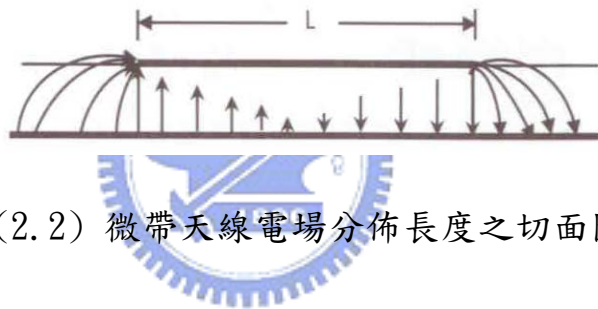
$$\phi = -\frac{\pi}{2}: \quad \text{右旋圓極化波(RCP)}$$



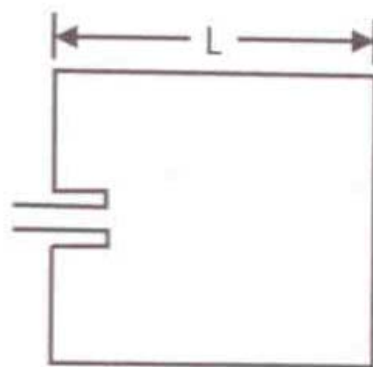
一般的做法使用一個分支線分合波器 (Branch line) 造成輸出饋入點相位相差  $90^\circ$  若適當的選擇輸入的饋入點，將形成右旋或左旋圓極化的改變，如圖(2.5)所示，在合分波器的左邊饋入為右手圓極化，在右邊饋入為左手圓極化。



圖(2.1) 微帶天線之有效電路

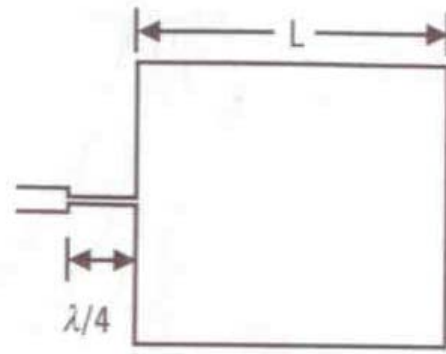


圖(2.2) 微帶天線電場分佈長度之切面圖

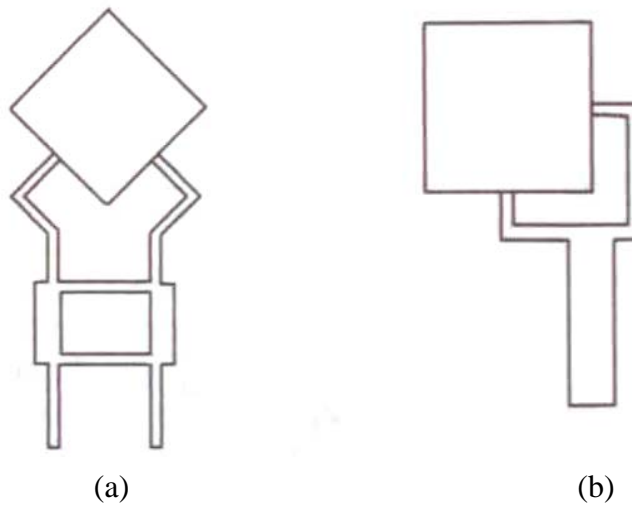


圖(2.3) 微帶天線邊緣槽饋入法





圖(2.4) 微帶天線利用四分之一波長轉換器饋入



圖(2.5) (a)左側饋入為右手圓極化，右側饋入為左手圓極化(b)右手圓極化

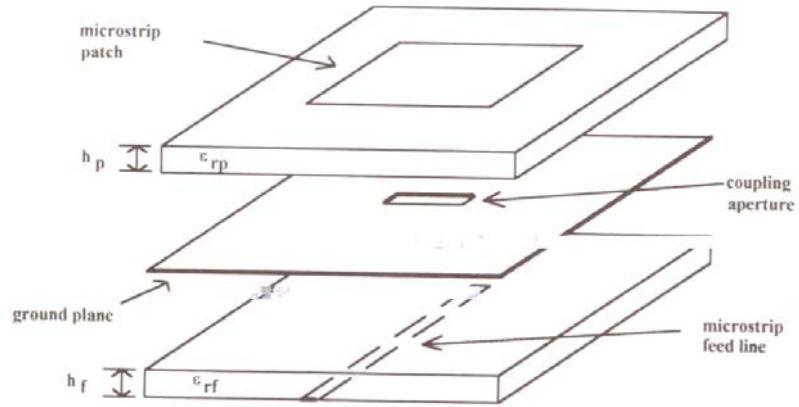
## 2.3 隙孔耦合天線(aperture coupled antenna)

隙孔耦合天線的結構如圖(2.6)所示，上下層可依照需求使用不同的板材及皮厚，利用隙孔耦合天線的好處如下：

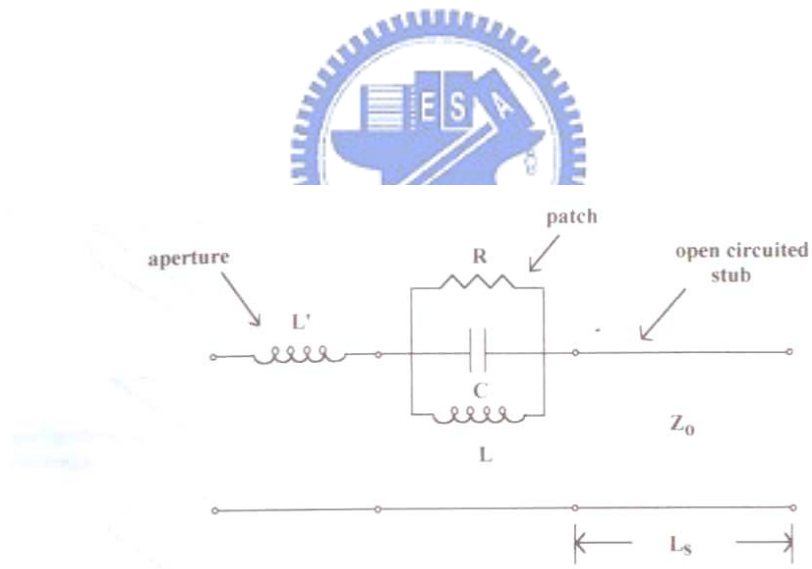
- 最上層的天線輻射單元可以使用較厚且介電係數小的基板來增加天線的頻寬，在饋入網路下層的部份可以使用較薄且介電係數大的基板來減少輻射的損耗，並且縮小饋入網路整體的尺寸。
- 下層饋入網路利用孔隙的大小與輻射天線的高度藉由空氣當媒介來做為匹配，主要傳輸線的饋入網路輻射將不影響上層輻射天線的主要場型。
- 可以利用下層開路的微帶線來匹配天線的虛部電抗。
- 匹配天線的實部阻抗可以調整孔隙的大小，形狀達成匹配的要求。

隙孔耦合天線也有一些缺點：因為分為上下兩層，中間夾了空氣當媒介，整體的厚度較一般平面式微帶天線的厚度來的厚，整體的面積大；另一個缺點為在天線後方孔隙的正下方會產生較大的輻射，因為在饋入點的另一面在金屬上開了孔隙，造成上層輻射天線向後輻射量變大，一般來說可以縮小孔隙，但會影響整體天線的匹配，另一個方式是在後方輻射的地方加入反射金屬，可以減少向後的輻射量，但也會造成饋入天線阻抗匹配的變動，因此要利用電磁模擬軟體的幫助，才能調整到正確的位置，而不影響匹配的問題。

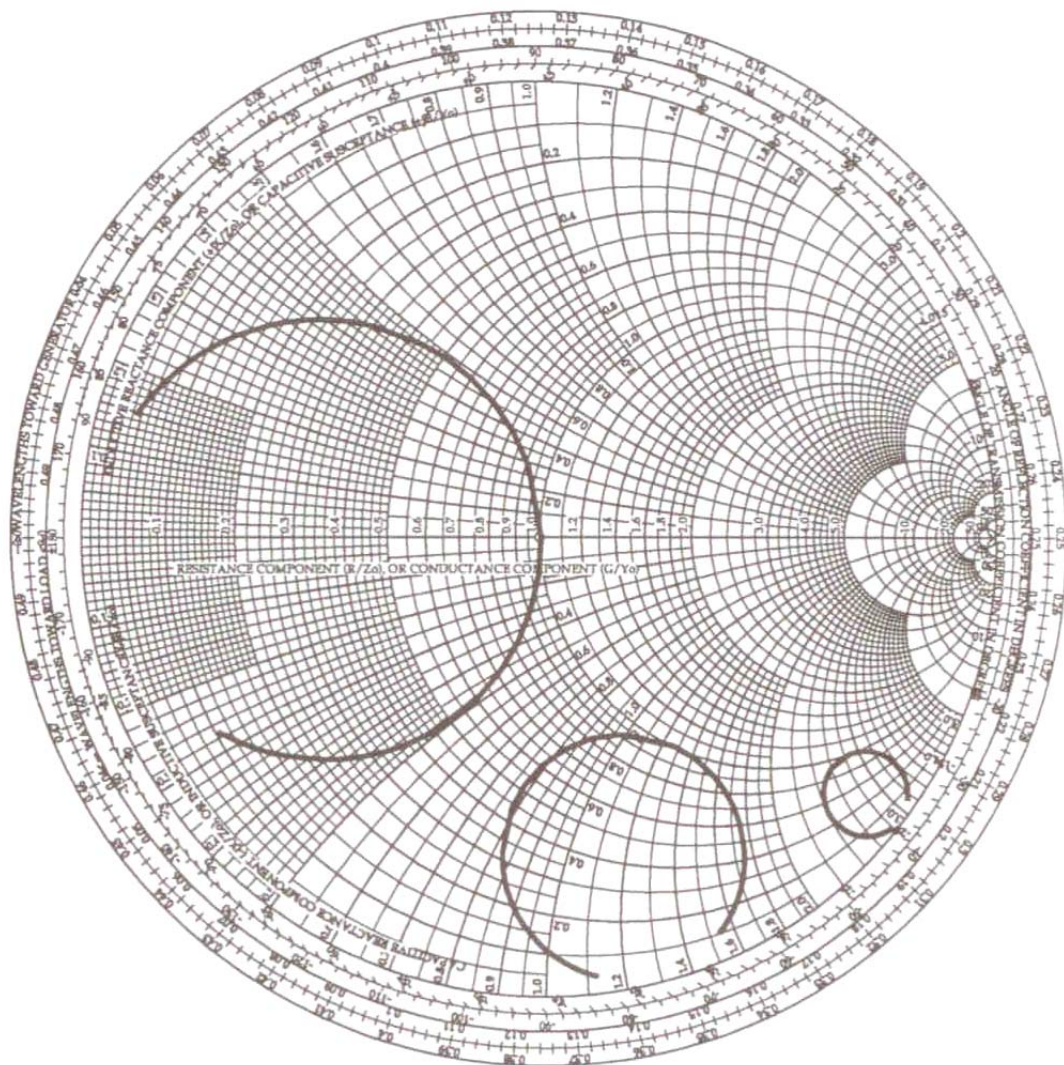
整體的隙孔耦合天線可以看成是一個並聯的RLC電路，如圖(2.7)所示， $L'$ 的電感值與隙孔開口大小有關，上層的天線可視為一個RLC共振電路[3]， $L_s$ 在有效電路上為一個開路的微帶線，將匹配天線電感性或電容性的阻抗，如圖(2.8)所示，當 $L_s$ 的長度由小變大，則阻抗將順時針繞著實部圓走，將改變虛部阻抗，當孔隙由小變大時，阻抗由小變大，造成實部阻抗改變的現象，如圖(2.9)所示；改變這二種參數就能達到匹配的效果，在本論文中將使用  $45\Omega$  和  $90\Omega$  的饋入的隙孔耦合天線，達到功率分配的目的，在本論文中的第三章，將詳細的討論。



圖(2.6) 隙孔耦合天線之結構圖

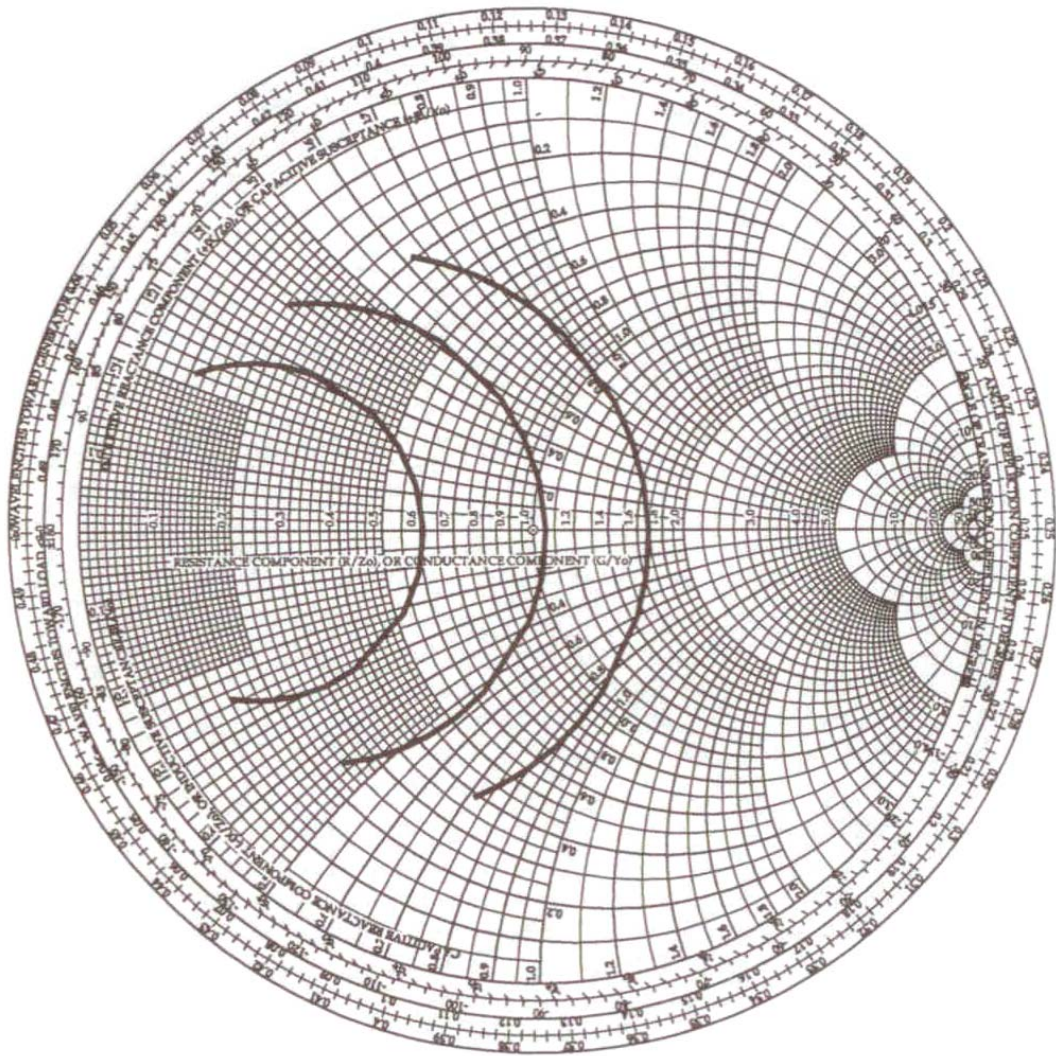


圖(2.7) 隙孔耦合天線之有效電路



圖(2.8) 隙孔耦合天改變 $L_s$ 對阻抗的影響





圖(2.9) 隙孔耦合天改變開槽的大小對阻抗的影響

## 2.4 陣列天線簡介

一般來說單一天線的場型是相當寬的，例如一個微帶天線的半功率頻寬 (HPBW) 為  $70^\circ$  以上，對於點對點長距離通信中，過多的輻射功率是浪費的，因此天線的波束必須窄愈好，要達到這目的，可將天線排列在一起，形成天線陣列。眾所周知，最簡單的陣列天的基本型式是由兩個有方向的點源所組成，最具代表性的相位陣列天線配置方式為採用有相同距離的直線排列輻射元件作為陣列天線，點源組成的方式可由八木天線或偶極陣列天線，本論文介紹微帶陣列天線及隙孔藉合陣列天線，這些陣列天線可分為直線或二維空間分佈的方式排列，造成空間上一個或二個維度波束的壓縮。

### 2.4.1 陣列因子及場型

若將天線陣列的每一個天線想像成數個有向點源並且將  $I_n$  假設成相位線性變化的源點，可以將陣列天線對相位的關係寫成下面的式子：

$$AF = I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j\beta 2d \cos \theta} + \dots = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta} \quad (2.3.1.1)$$

$$I_n = A_n e^{jn\alpha} \quad (2.3.1.2)$$

合併上述式子得到

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\psi} \quad (2.3.1.3)$$

其中

$$\psi = \beta d \cos \theta + \alpha$$

陣列因數是觀測角  $\theta$  的函數，與陣列天線的特性無關，但與天線的距離  $d$  有關，若將上式的 AF 用有比級數展開可以寫成下列的式子：



$$AF = A_0 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (2.3.1.4)$$

其中N為天線陣列的個數，當 $\psi$ 為零時（ $\theta=90^\circ$ ， $\alpha=0^\circ$ ），若饋入天線的大小為均勻分佈則AF為A0 乘上N，當個數愈多主波束愈窄且旁波愈小，並且指向性很愈大，當天線間距d增加時，陣列天線之輻射場型包含愈多旁波束。當半徑 $kd=2\pi$ 時，或 $d=\lambda$ 時，旁邊兩個主波束（在 $\psi=\pm 2\pi$ 處）會進入到陣列因數的場型內。如果陣列中的每一個天線皆為全向性天線（即 $G(\theta)=1$ ），則陣列天線將包含三個主波束。如此功率會散往三個方向，而無法集中所以在設計時， $d < \lambda$ 才不會兩個以上之主波束。

以上分析介紹是饋入電流A0是相有的情況下，當每一個饋入電流不同時，將改變指向性（Directivity）的大小、半功率頻寬（Half-power beamwidth）的大小及旁束波程度(side-lobe level)的大小，若饋入方式是均勻分佈或二項式分佈，我們可以得到，均勻分佈的指向性（Directivity）是最好的，而二項式分佈的旁束波程度(side-lobe level)是最佳的，下式是計算指向性的公式，且在 $d=\lambda/2$ 時所做的近似[4]：

$$D = \frac{\left( \sum_{n=0}^{N-1} An \right)^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (An)^2} \quad d = \frac{\lambda}{2}, \lambda, \dots \quad (2.3.1.5)$$

上式中若五個源點（A0...A4）是均勻分佈，利用上式可以算出指向性為5；若為二項式分佈，指向性為 $(1(2)+4(2)+6)^2 / (2(1)^2+2(4)^2+6^2)=3.36$ ，二項式分佈雖然指向性較差，但是它旁束波程度是最佳的，這個公式提供了在非均勻激發線性陣列中，快速得到指向性大小的方法。

在設計陣列天線時，可以先利用數學軟體將陣列天線的個數N和饋入天線時的相位差 $\alpha$ 及大小A0代入陣列因子的公式，得到陣列因子的場型，可以預測實際的場型，對於了解天線陣列有很大的幫助，並且有助於製作本次論文的研究，在

量測時畢竟很難得到饋入天線時的相位，只能利用量測到的場型，來分析饋入相位是否正確，本人利用了數學軟體，並且調整饋入天線的相位讓饋入到每一個天線的相位都是一樣的，理想上在天線的正上方是各個天線的增益相加，其場型的計算如下：

陣列天線的輻射場型=單一天線的輻射場型( $G(\theta)$ ) $\times$ 正規中劃陣列因數( $AF(\theta)$ )

在設計陣列天線時，通常是形成二維的陣列，來壓縮場型，雖然可以增加天線的增益，但是相對於天線的饋入網路也跟著增多，造成天線的損耗，因此無限量的增加天線陣列的數量，並不可如預期得到相對的增益，我們可以用下列的式子來表示陣列天線增益與天線數量和饋入損耗間的關係[4]：

$$G = 10 \log(D(x, y)\eta) + G_e - \alpha L - M \quad (2.3.1.6)$$

$$D(x, y) = \pi D(x)D(y) \cos \theta_0 \quad d = \lambda_0 / 2 \quad (2.3.1.7)$$

$\eta$  = 天線效率

$G_e$  = 單一天線增益

$\alpha$  = 單一波長饋入網路的損耗

$L$  = 以波長為單位的饋入網路長度

$M$  = 饋入網路不連續所產生的損耗

上述的式子 (2.3.1.6) 當天線陣列變多時，天線陣列增益變大，饋入的損失將受到陣列變大造成損耗成線性的增加，使得陣列的天線的增益受到損耗的影響而下降；若能估算出天線的效率  $\eta$  和饋入網路損耗與天線陣列大小的關係，我們就可以對  $dG/dN$  做微分，算出最大增益時，所需的天線數量  $N$  值。

## 第三章、隙孔耦合陣列天線

### 3.1 串列饋入隙孔耦合陣列天線

在 2.3 節中介紹了如何設計單一饋入隙孔耦合天線，本節將利用 12 個天線，其中組合了 90 歐姆和 45 歐姆饋入的隙孔耦合天線，並與一分三的功率分配器相互連接，讓功率饋入到天線的功率不同，來壓抑旁束。

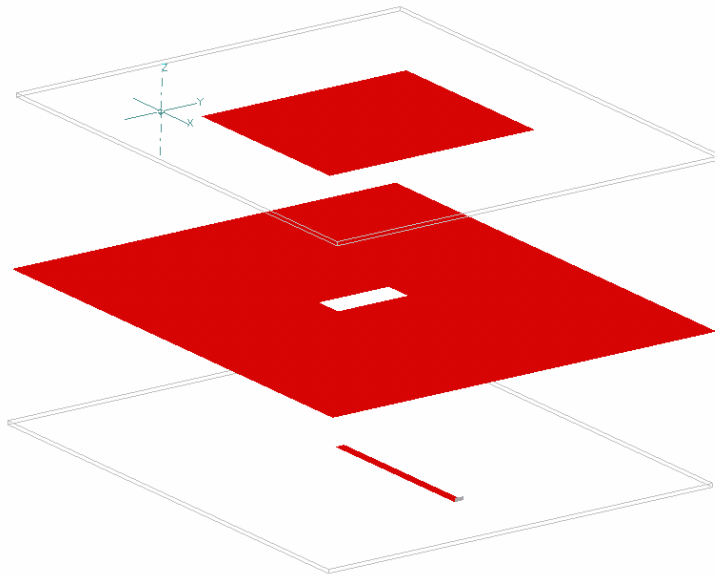
設計單一天線 90 歐姆和 45 歐姆饋入的隙孔耦合天線，上層的輻射單元和下層的饋入網路，都利用 R04003 8mil 厚度的板材，上下的間距為 1mm，其結構如圖 (3.1、3.2) 所示。因為要匹配 90 歐姆所需的挖槽要比設計 45 歐姆來的大，在設計時需要做取捨，在 90 歐姆饋入開口為 (5.5\*1)，而 45 歐姆饋入的開口為 (4.1\*1.5)，為了讓 90 歐姆的後方的輻射 (back-lobe level) 不要太大，所以本人犧牲了饋入天線的反射係數，如圖 (3.3) 所示，90 歐姆的  $S_{11}$  比起 45 歐姆的  $S_{11}$  來的差；天線場型、增益及後方輻射量如下，其圖表為圖 (3.3~3.7) 所示：

	45 歐姆饋入	90 歐姆饋入
增益(Gain)	9.7dBi	8.5dBi
Back-lobe level	-18.2dBi	-14.8 dBi

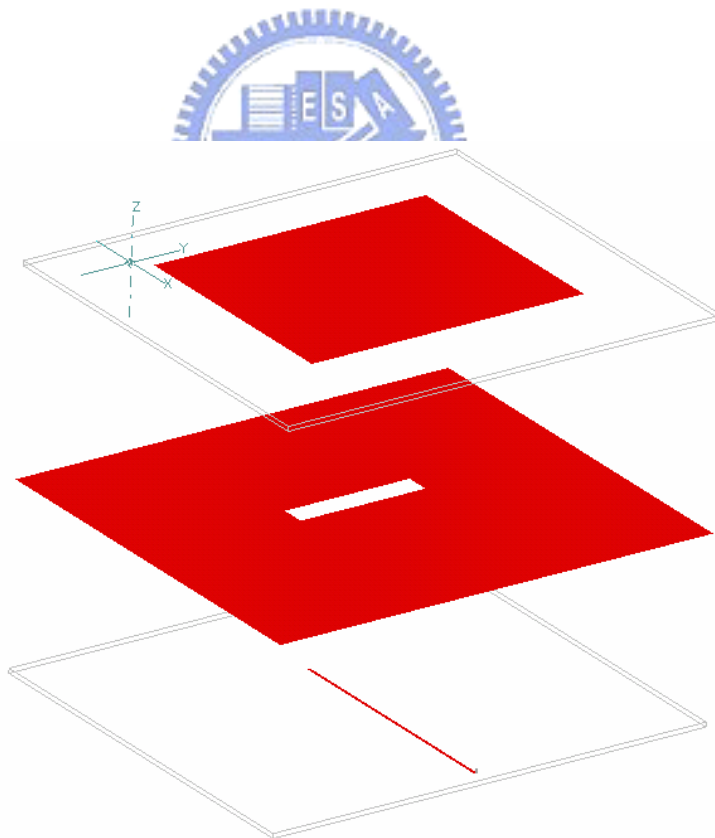
### 3.2 錐線 (Tapered line) 能量分佈

在上一章介紹陣列天線時，我們知道饋入天線的能量不同時會使得旁束波程度(side-lobe level)和指向性(Directivity)受到改變，例如使用二項式分佈，它的旁束波程度是最小，但是它的主波束是最寬的，並且也指向性不好，要使用二項式分佈，功率分配是很大的考驗，功率不易正確的分配，所以在本論文中我實作了四種功率分配器如下：一個一分三的功率分配器(Power divider)其功率比為1:2:1另外三個的功率分配為1:1:2:2、1:2:2:1和2:2:1:1，12組分別饋入到12個隙孔耦合天線，每四個為一組子陣列、分三組，並且和一個一分三的功率分配器相互連接，因此可以簡單而快速的得到12隻天線的功率比(1:1:2:2:2:4:4:2:2:2:1:1)，其陣列天線的架構如圖(3.8)，在這個架構中，從輸入端到各天線饋入端的相位在中心頻10.5GHz都設計為同相位，由於是串列饋入的型式並且做了功率的分配，每一段的微帶線的特性阻抗不同，從輸入端到各個單一天線的微帶線長短皆不同(為中心頻半波長的整數倍)，尤其是在子陣列和子陣列間接上了功率分配器，所以相位在中心頻左右各個天線間會產生相位差的改變，進而造成束波的偏移，在本論文中一分三功率分配器的相位變化，主導了旁波束程度的好壞，設計時相當的重要，在本章的後段將利用數學軟體改變一分三功率分配器饋入到三個子陣列的相位變化，繪出陣列因子的場型變化，得到驗證。

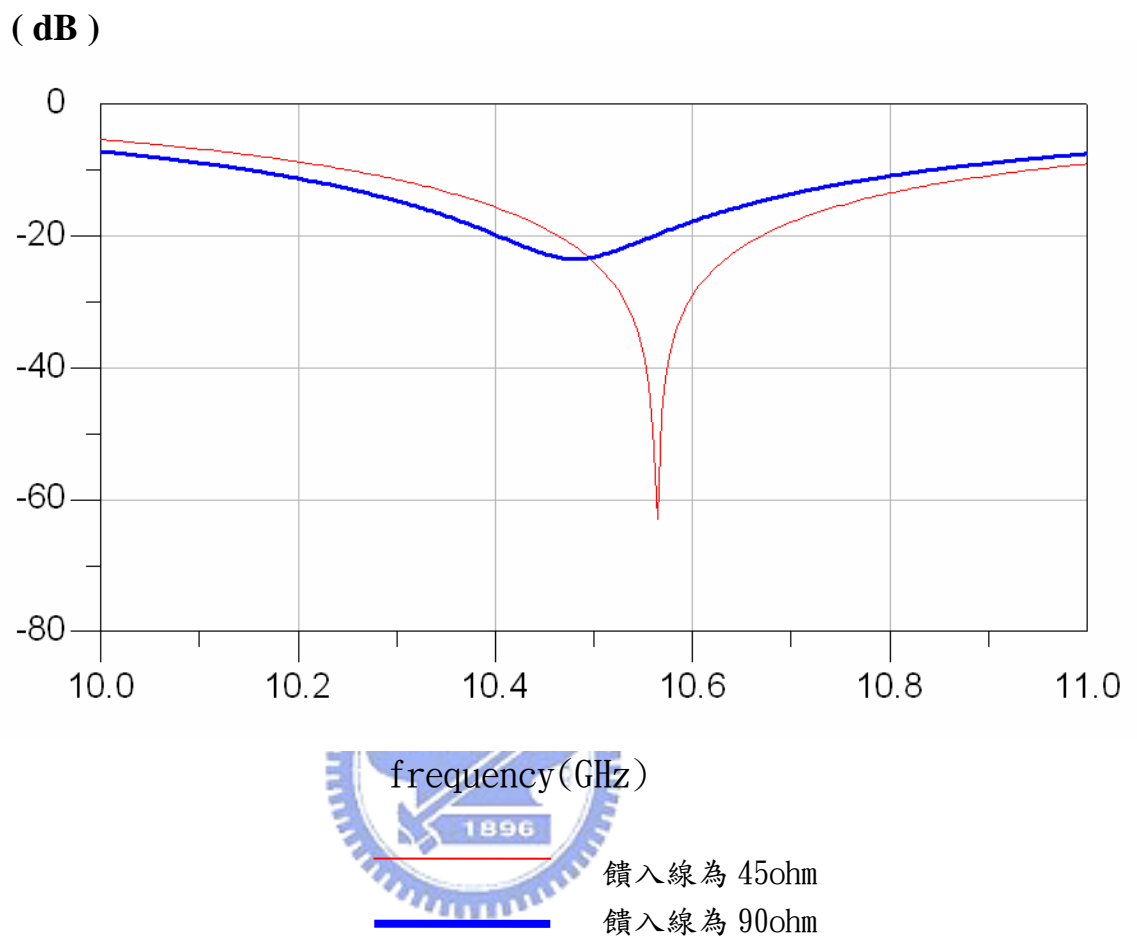
從輸入端饋入到每一個天線的相位若不同將產生主波束的偏移；而饋入到天線功率不同，將可以改變指向性和旁波束成度(side-lobe level)，然而在製作陣列天線時，要精確量測輸入端到各天線的相位和能量實在困難，使用電磁軟體，又受限於模擬軟體及電腦記憶容量的影響，無法得到精確的相位和能量資訊，為了更清楚得到這三組子陣列的相位和功率分配對整體陣列因素的影響，本人利用了MATLAB軟體，可以調整這12個饋入天線的相位和能量分佈，得到增益和偏移角度的關係，以了解相位和功率分佈對陣列因子的影響，對於製作陣列天線有很大的幫助。



圖(3.1) 45ohm 饋入線的隙孔耦合天線結構圖



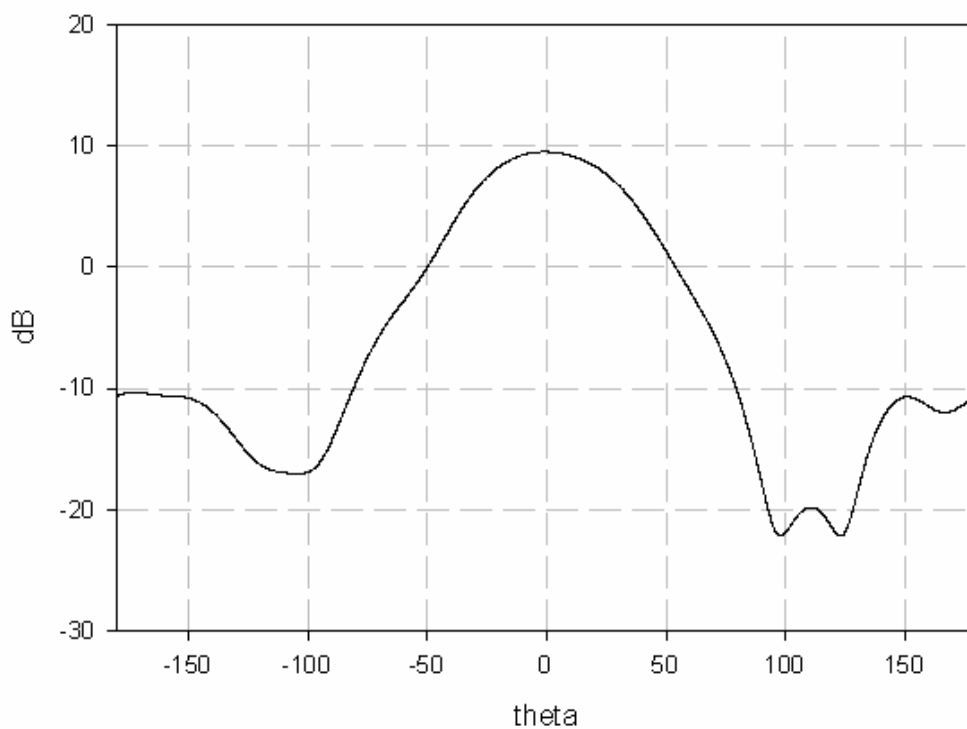
圖(3.2) 90ohm 饋入的隙孔耦合天線結構圖



圖(3.3) 隙孔耦合天線之 $S_{11}$ (Return loss)

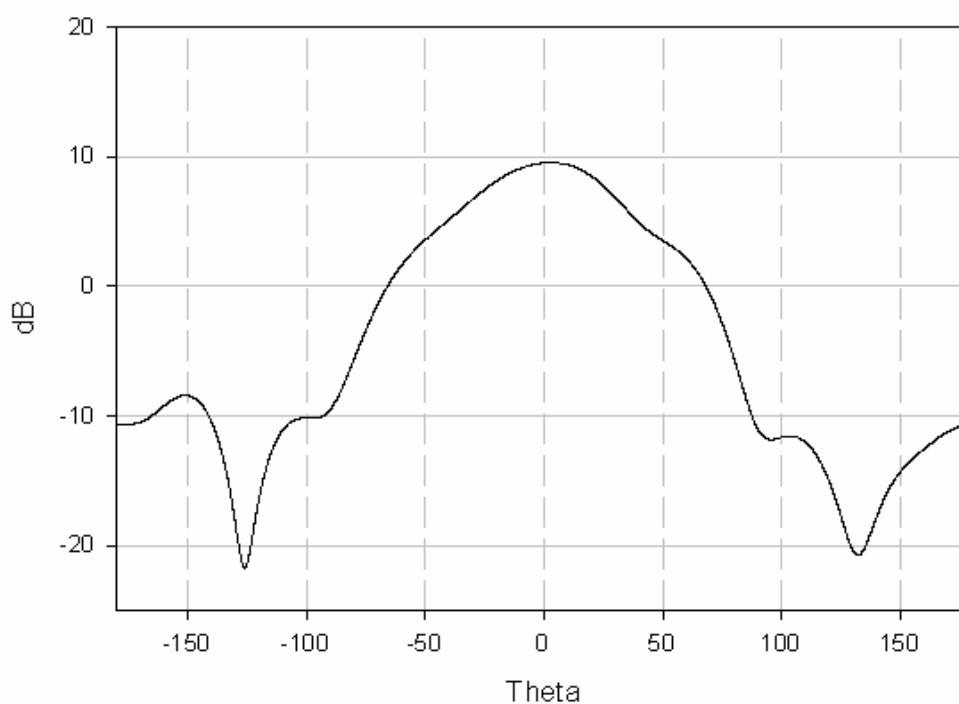


10.5GHz  $\phi=0$  plane feeding line=45ohm



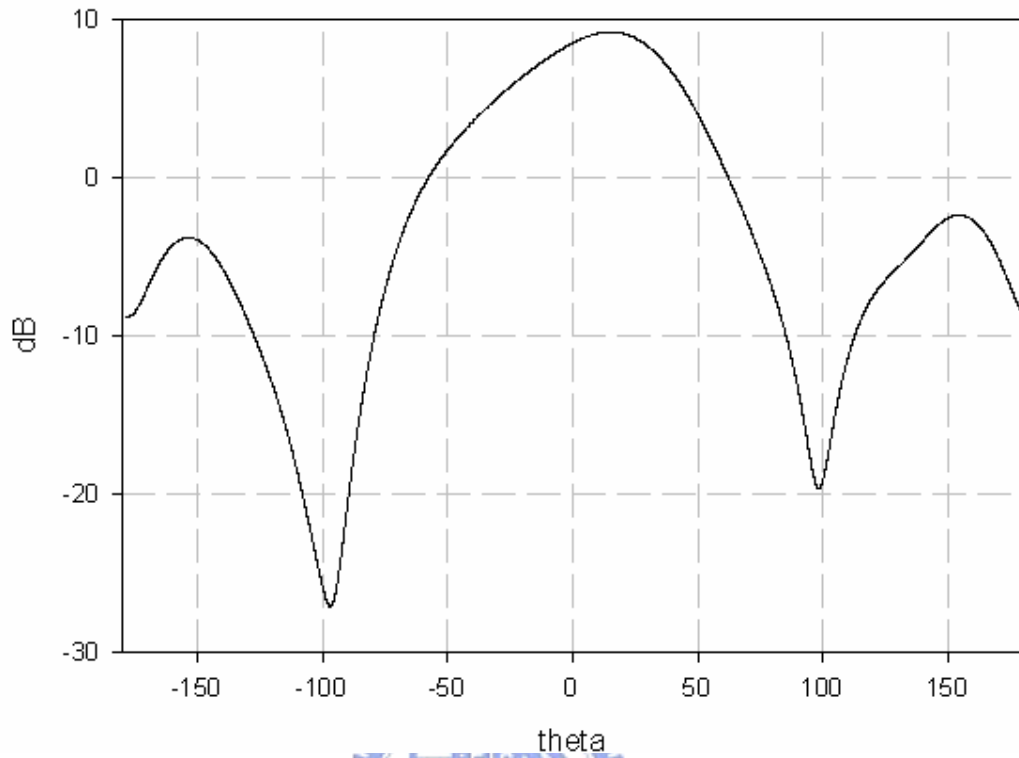
圖(3.4)  $\phi=0^\circ$  饋入線  $45\Omega$  之場型 (H-plane)

10.5GHz  $\phi=90$  plane feeding line=45ohm



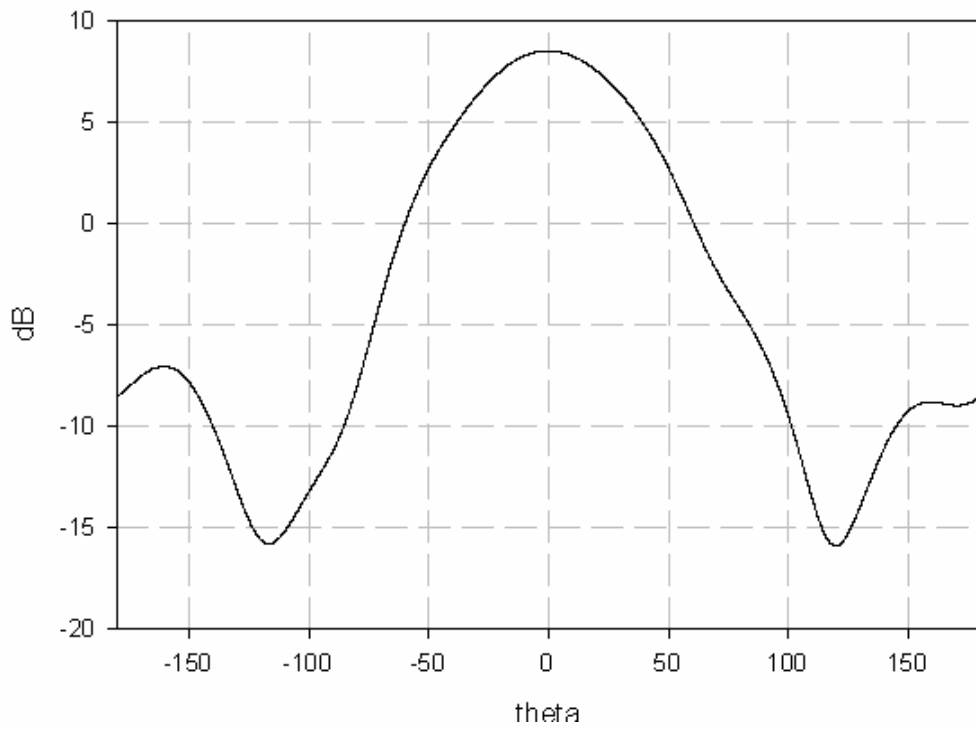
圖(3.5)  $\phi=90^\circ$  饋入線  $45\Omega$  之場型(E-plane)

10.5GHz  $\phi=0$  plane feeding line 90ohm

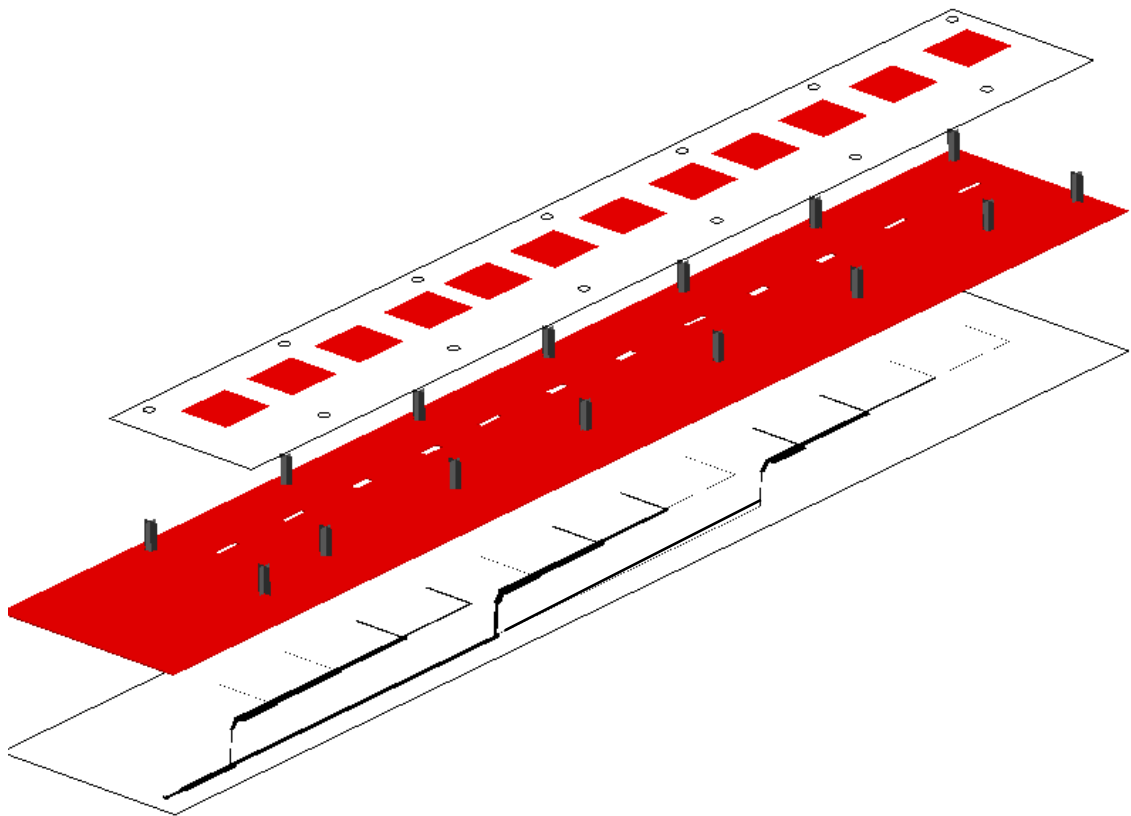


圖(3.6)  $\phi=90^\circ$  饋入線 90 $\Omega$  之場型(E-plane)

10.5GHz  $\phi=90$  plane feeding line=90ohm



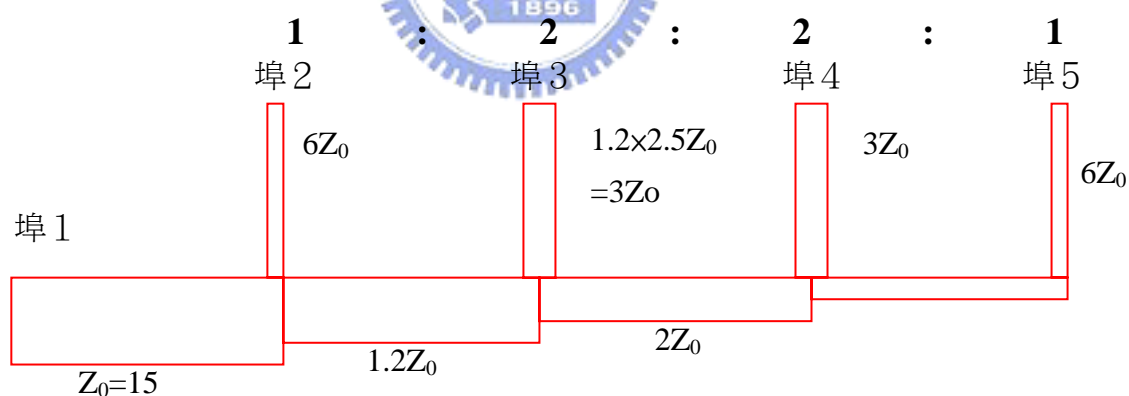
圖(3.7)  $\phi=90^\circ$  饋入線 90 $\Omega$  之場型(H-plane)



圖(3.8) 陣列天線之結構圖

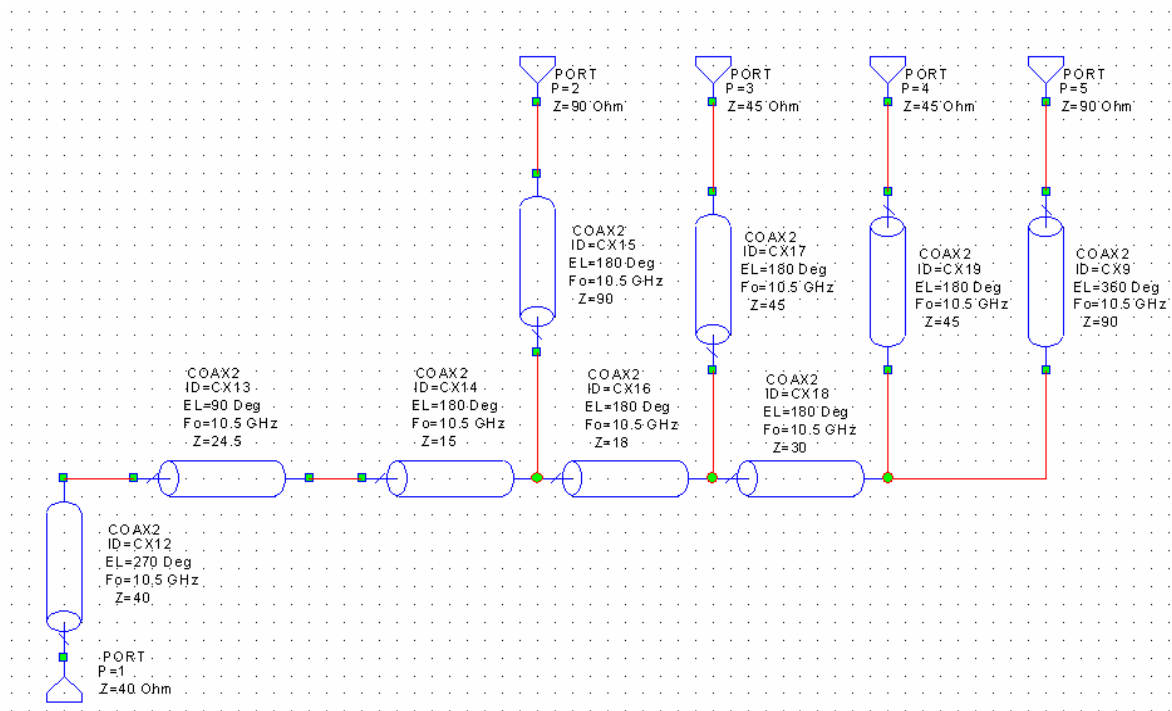
### 3.3 (1:2:2:1)功率分配子陣列

利用不同的線寬來造成功率大小的分佈，首先利用模擬軟體，模擬傳輸線的阻抗，達到正確的功率比例，如圖(3.9-2)所示，模擬結果為圖(3.10)，而子陣列的結構如圖(3.10)。由埠1到埠2至埠4，其分配的比例為(1:2:2:1)，首先在前端使用了四分之一波長的轉換器將 $40\Omega$ 轉換成 $15\Omega$ ，在埠2中會有 $1/6$ 的功率分配到這裡，這段的微帶線的特性阻抗為 $15\Omega$ 的6倍，即為 $90\Omega$ ，剩下 $5/6$ 的功率往另一個分支走，微帶線為1.2倍 $18\Omega$ ，接下來為 $2/5$ 和 $3/5$ 的功率，所以微帶線的特性阻抗分別為 $18\Omega$ 的2.5倍和 $5/3$ 倍，如圖(3.9-1)所示，至於1:1:2:2和2:2:1:1的功率分配器也是使用類似的方法將每一段的特性阻抗設計出來；另一個關心的重點是饋入到四個天線的相位，必需在中心頻是等相位，也就是說天線與天線間的距離都設計在一個介質波長，約為空氣波長的0.6倍，可避免兩個以上的主波，但在實際的情形下每一段的微帶線上會有損耗，而且天線之間所使用的微帶線的特性阻抗不同，造成轉折處的損耗，要有相同功率比列輸出，微帶線的特性阻抗必需加以調整。

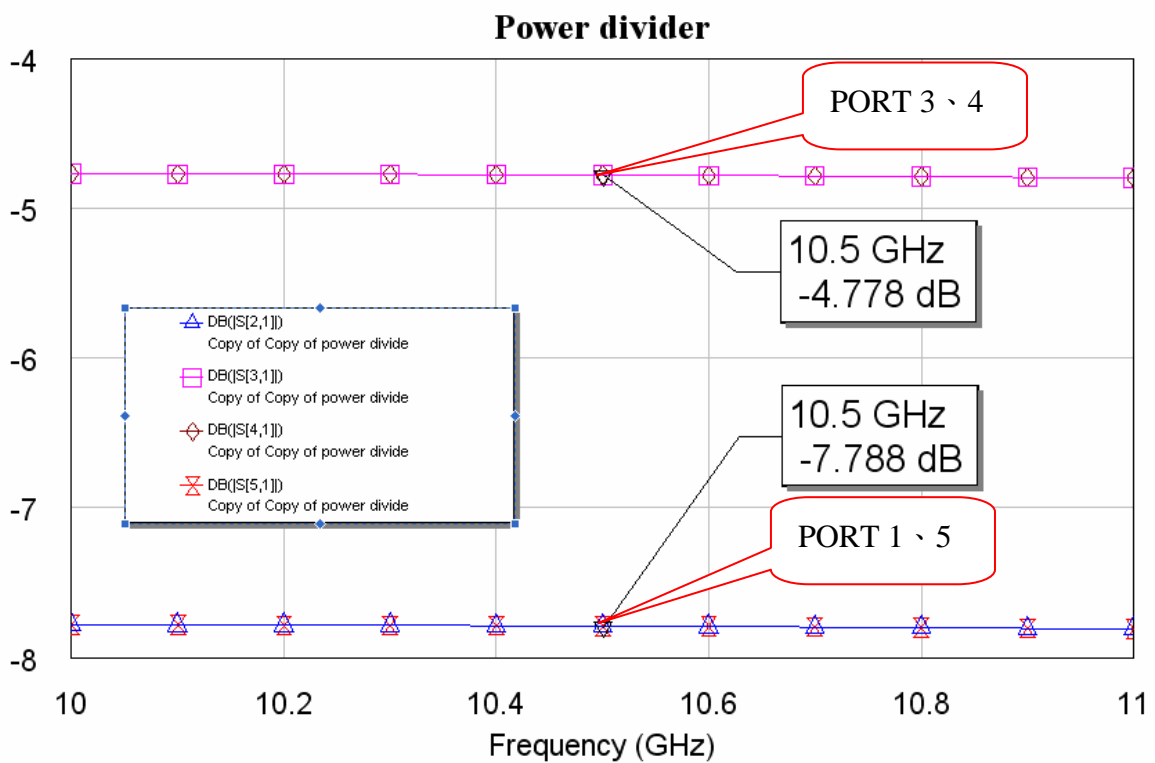


圖(3.9-1) (1:2:2:1)功率分配微帶線設計圖列

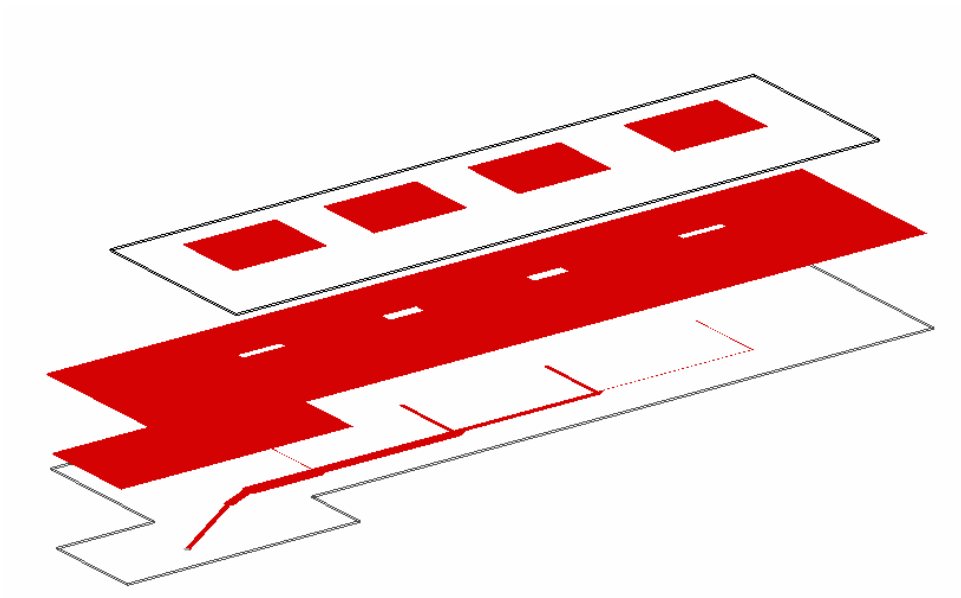
完成了上述的工作後，使用電磁模擬軟體HFSS，如圖(3.12)粗線為 $S_{11}$ 量測的結果，細線為模擬的結果，因為在量測時使用的是 $40\Omega$ 的帶微帶線，從網路分析儀饋入時就產生了反射，若使用了 $50\Omega$ 的微帶線，會比目前的結果來的好；在場型方面如圖(3.13)虛線為模擬的結果，其量測結果如實線所示，在實際量測的結果中，它的旁束波程度(side-lobe level)約為 $-15\text{dB}$ 而增益為 $11\text{dB}$ ，模擬的結果旁束波程度約 $-11\text{dB}$ ，量測的結果優於模擬的結果。



圖(3.9-2) 模擬功率(1:2:2:1)錐線線設計

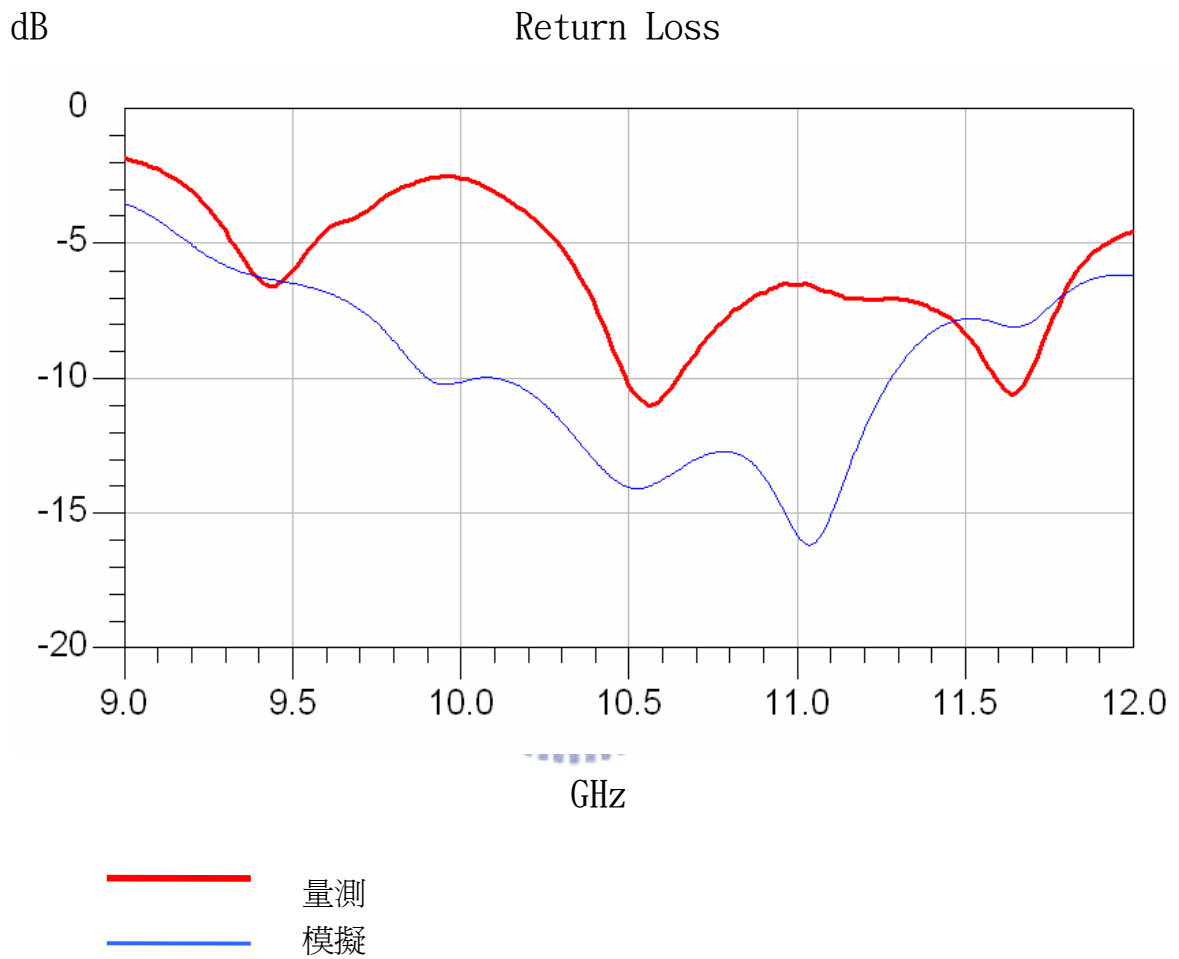


圖(3.10) 功率(1:2:2:1)錐線線設計之模擬結果

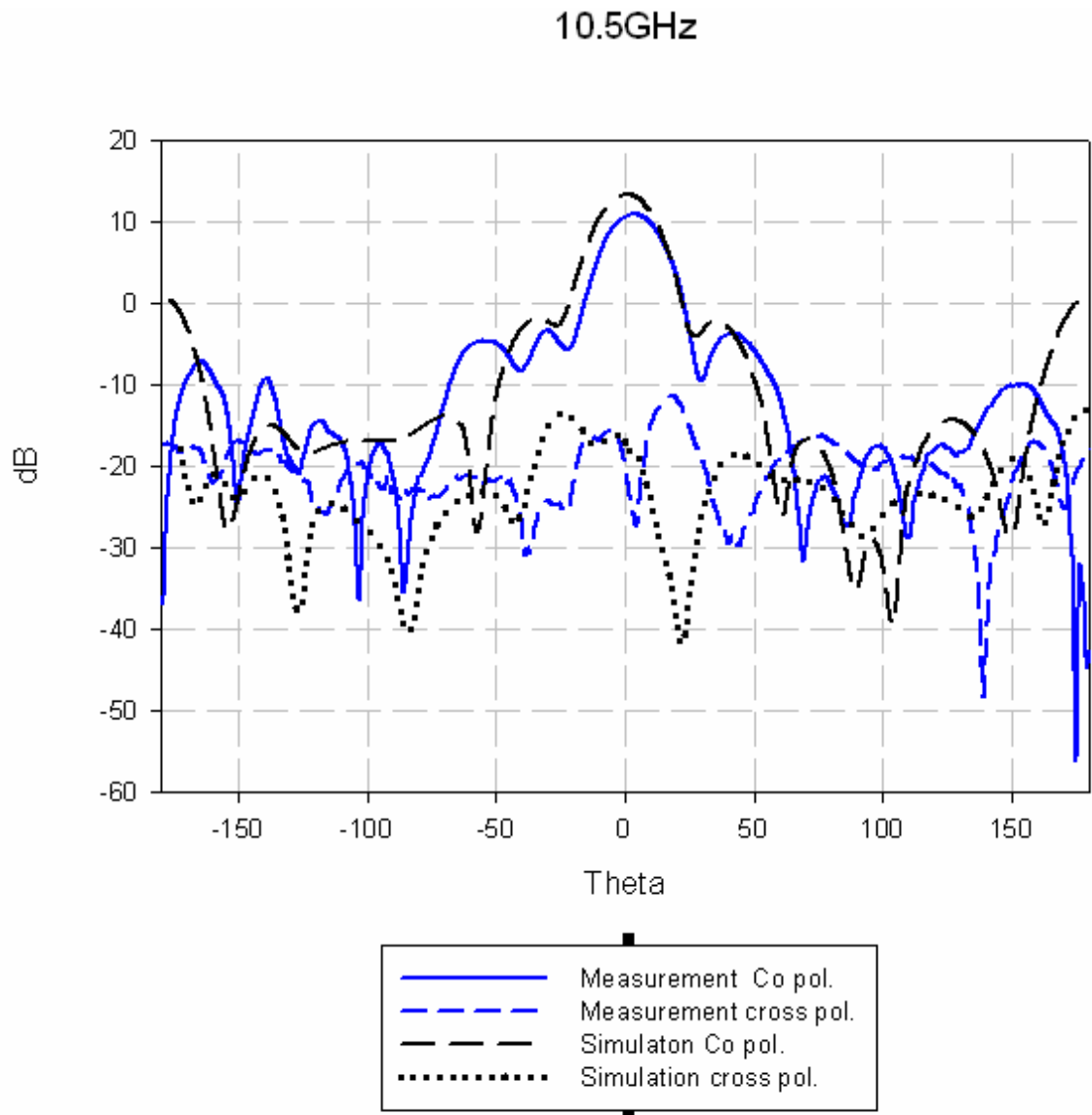


圖(3.11) 功率(1:2:2:1)子陣列天線之結構圖





圖(3.12) 功率(1:2:2:1)子陣列天線量測與模擬之 $S_{11}$



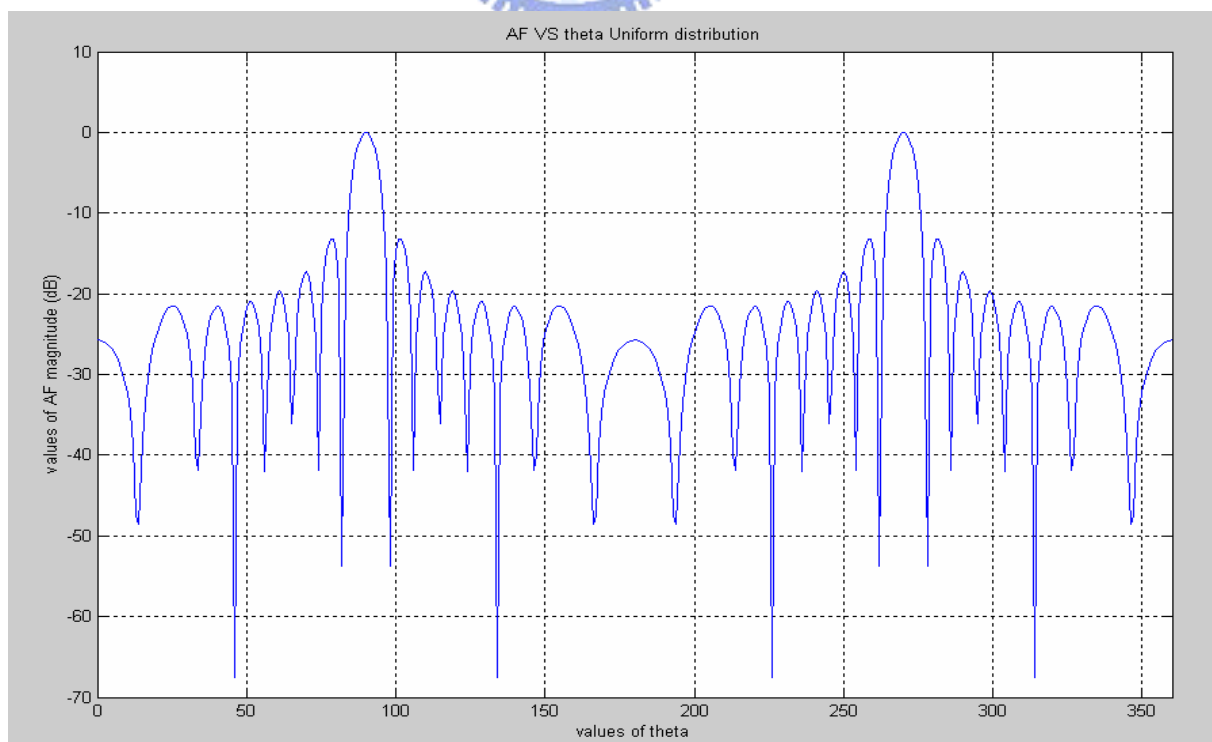
	Gain	$\theta_0$	Back lobe	Side lobe level	Max cross pol.
Measurement	11.2dBi	3°	-8dBi	-15dB	-12dBi
simulation	13.8dBi	0°	0dBi	-11dB	-13dBi

圖(3.13) 功率(1:2:2:1)子陣列天線 10.5GHz  $\phi=90^\circ$  平面，量測與模擬之場型

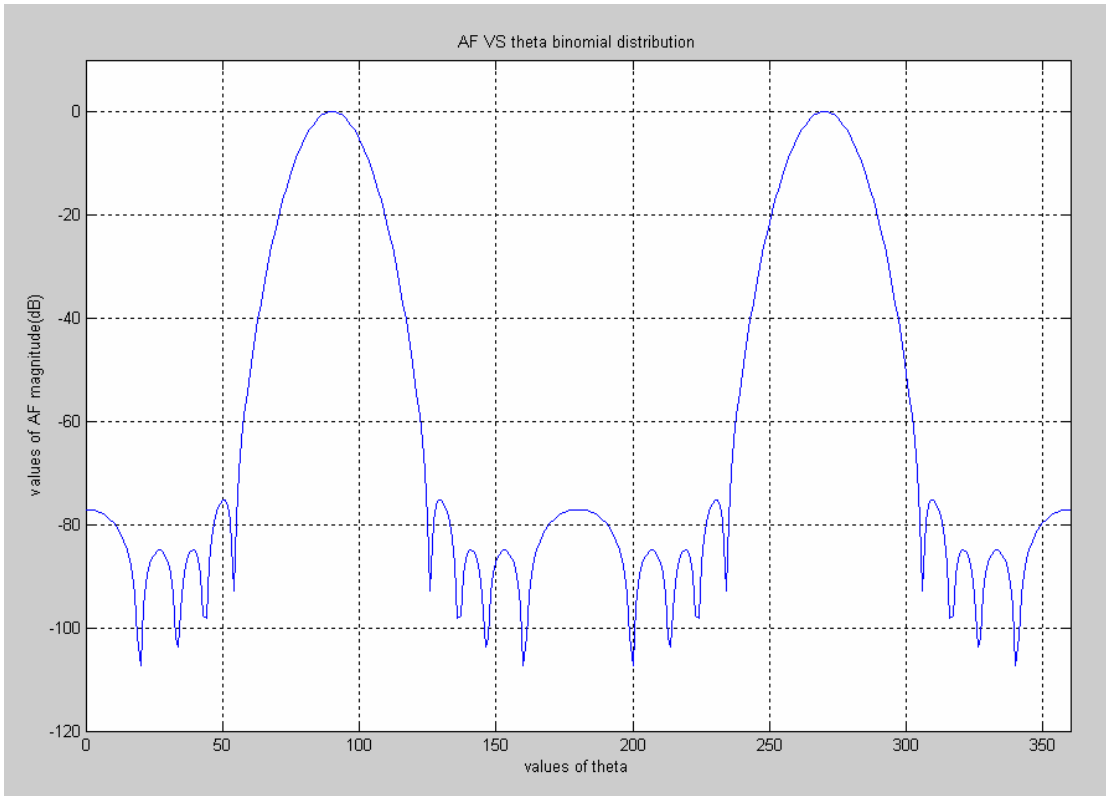
### 3.4 相位與功率分配對陣列因子的關係

在第二章的第二節中介紹了陣列天線的數學式，將 12 個天線陣列，代入 (2.3.1.2) 式，先設定饋入點的相位都為零度，並且改變功率分佈的情形，利用 MATLAB 來得到饋入點的功率對陣列因數 (Array factor) 的影響，如圖 3.4-1 為均勻分佈並且天線間的距離  $d=0.6\lambda$  時的陣列因數；圖 (3.4-2) 為二項式分佈， $d=0.6\lambda$  的陣列因數；圖 3.4-3 為 (1:1:2:2:2:4:4:2:2:2:1:1) 分佈， $d=0.6\lambda$  的陣列因數。可以發現在 (1:1:2:2:2:4:4:2:2:2:1:1) 分佈時他的旁束波程度 (side-lobe level) 是比均勻分佈來的小，約為 -17dB，能夠抑制較大的干擾，可以利用 (2.3.1.5) 式，估算指向性，均勻分佈為 12、二項式分佈為 5.947、另一個為 9.6。

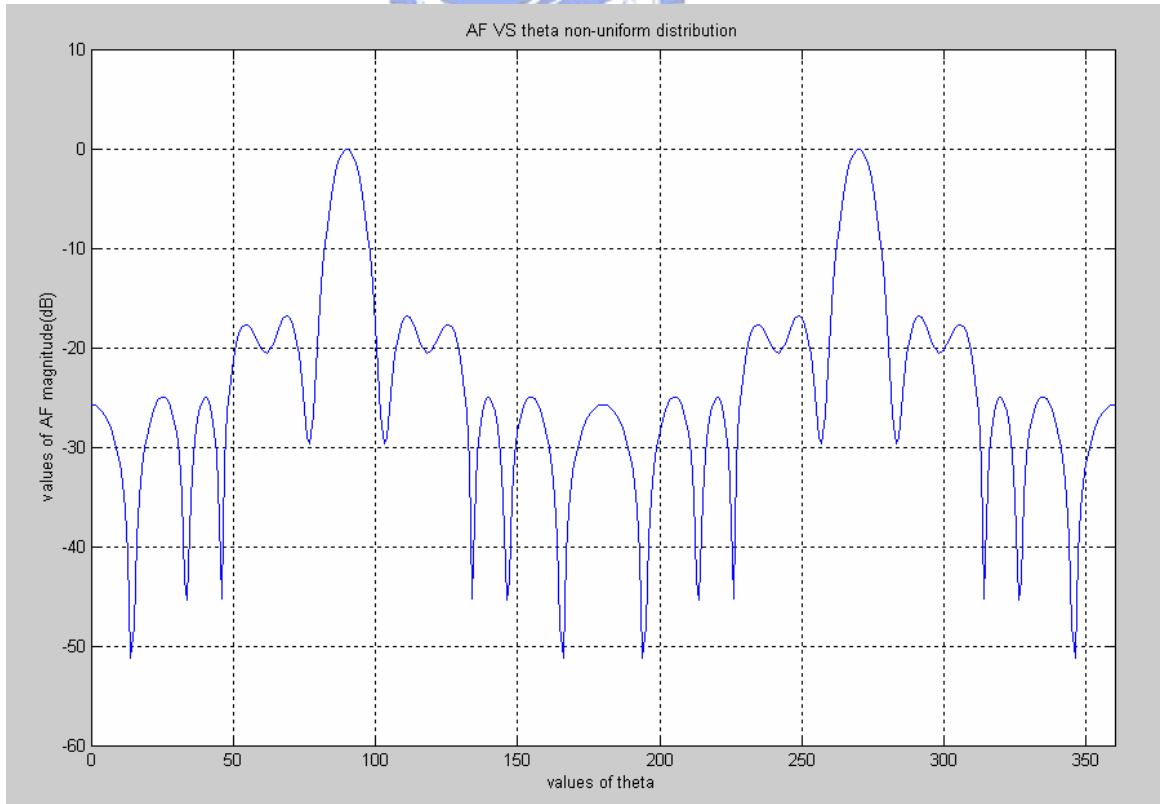
從量測的結果中得到一個單一天線的增益為 7dBi，所以預期天線陣列能得到的增益為 16.6 dBi，而 10.2GHz 到 10.8GHz 的量測結果如圖 (3.4-4) ~ 圖 (3.4-7) 和圖 (3.4-8) 所示，可知最大所量測到的增為 14.21 dBi，最大的旁束波程度約為 -12dB，事實上比預期 -17 dB 差很多，增益也不是很理想，由於在饋入網入中，使用功率的分配，造成了較大的饋入損失，使得增益不如預期，另一個問題是旁束波程度不佳，在第四章有更詳細的討論。



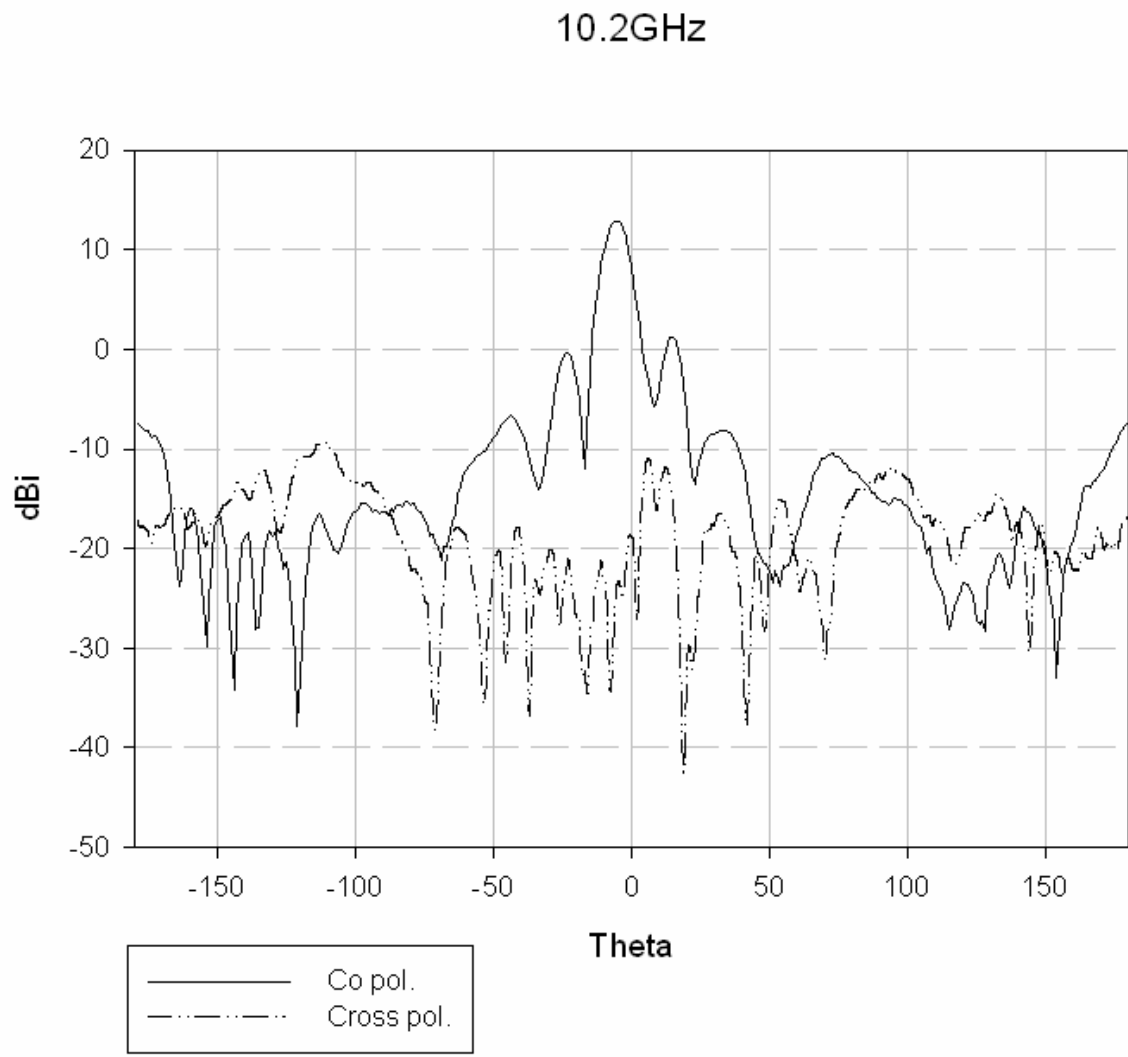
圖(3.4-1)均勻分佈  $d=0.6\lambda$  的陣列因數



圖(3.4-2)二項式分佈  $d=0.6\lambda$  的陣列因數

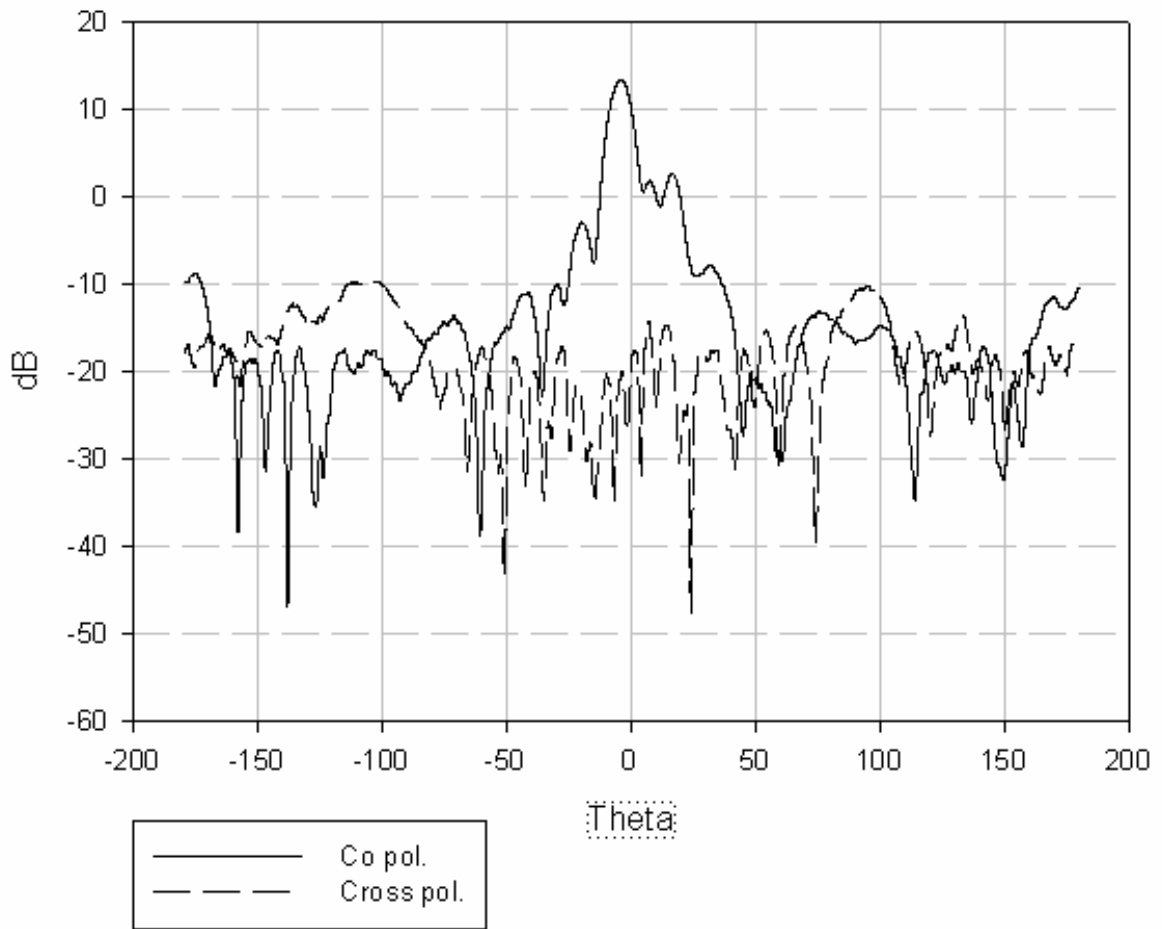


圖(3.4-3) (1:1:2:2:2:4:4:2:2:2:1:1)分佈  $d=0.6\lambda$  的陣列因數



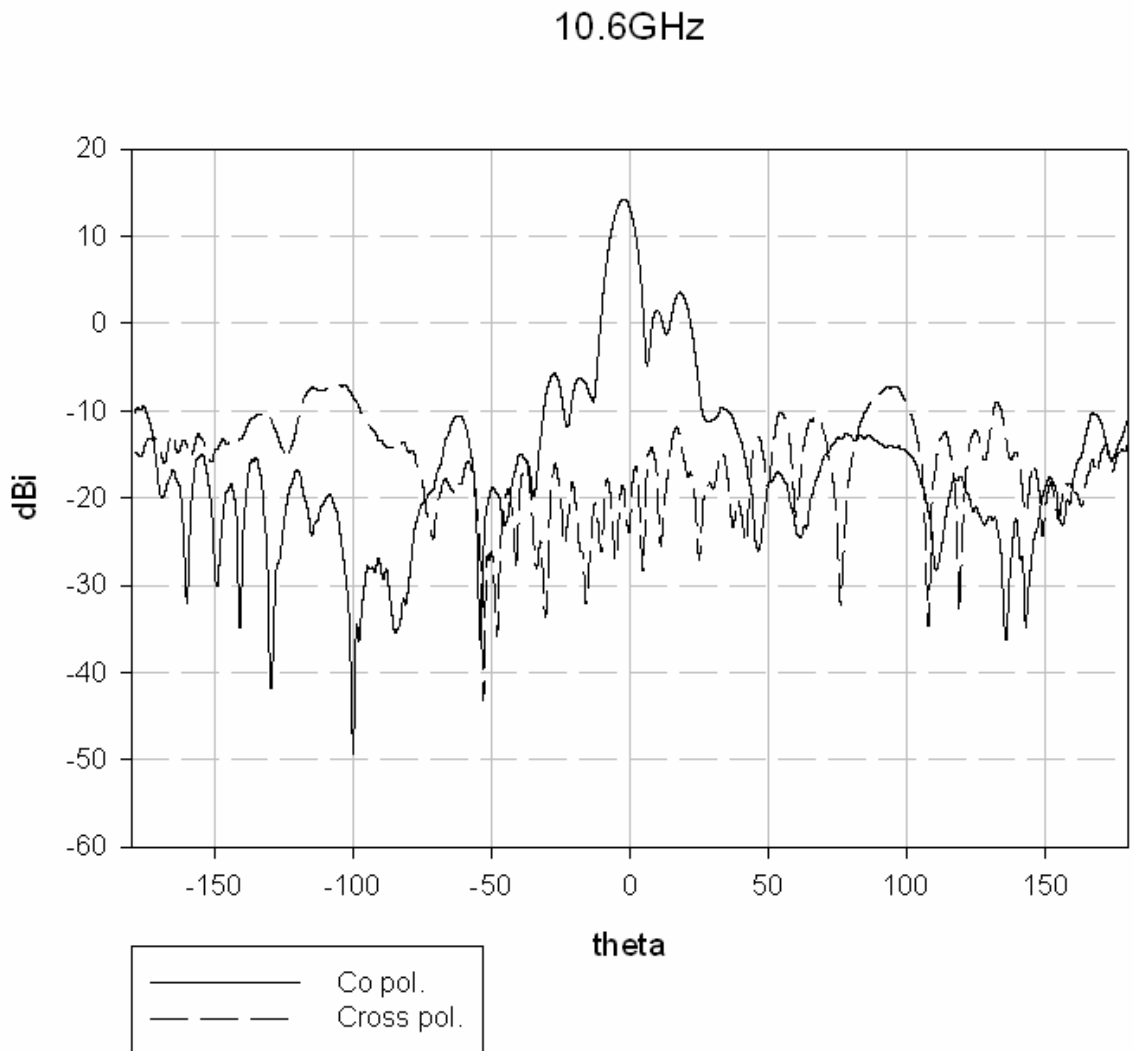
圖(3.4-4) 10.2GHz 12個隙孔耦合陣列天線的量測場型

10.4GHz

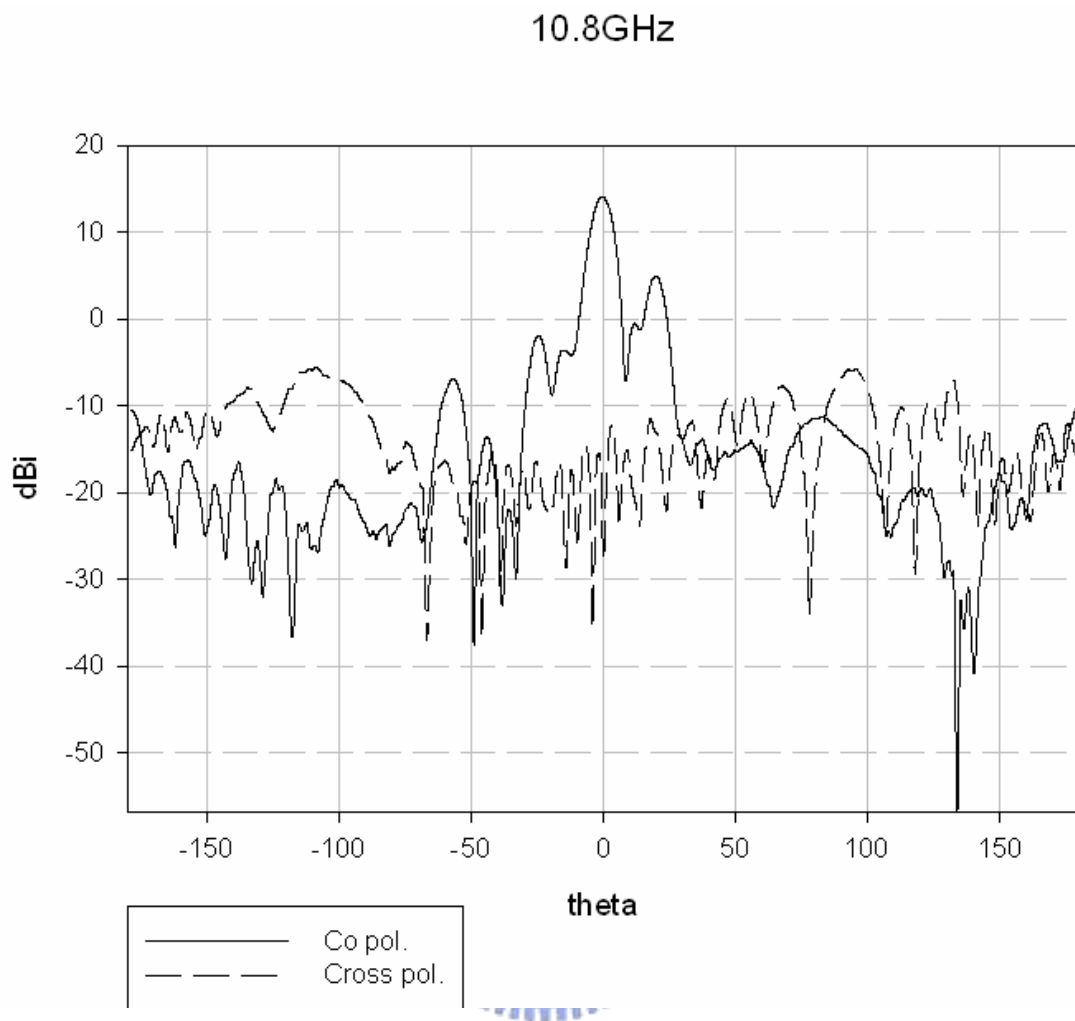


圖(3.4-5) 10.4GHz 12個隙孔耦合陣列天線的量測場型





圖(3.4-6) 10.6GHz 12個隙孔耦合陣列天線的量測場型



圖(3.4-7) 10.8GHz 12 個隙孔耦合陣列天線的量測場型

	Gain(dBi)	$\theta_0$	SLL(dB)
10.2GHz	12.91	$-6^\circ$	11.73
10.4GHz	13.37	$-4^\circ$	11.77
10.6GHz	14.21	$-2^\circ$	10.71
10.8GHz	14	$0^\circ$	9.12

圖(3.4-8) 10.2GHz~10.8GHz 增益以及旁波束程度比較表

### 3.5 問題與討論

實際量測的結果，旁束波程度不如預期，在本章結中將討論及分析串列結構會遇到的問題；由於使用的是串列形式的陣列天線，從輸入端到饋入 12 個單一天線，每一個天線間皆有差距一個波長傳輸線的距離，由式 (3.1) 可知相位角度與微帶線的特性阻抗  $Z_0$ 、工作頻率  $f$  和長度  $l$  有關：

$$\mathcal{E}_e = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad w/h \geq 1$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{C}$$

$$\phi = \beta l = \sqrt{\epsilon_e} k_0 l \quad (3.1)$$

固定長度下相位對於頻率的影響有多大呢？可以舉個例子，工作頻率在 10.525GHz 下，使用板材為 R04003 8mi，介電係數為 3.38，如果微帶線長度為一倍的波長，在中心頻為  $360^\circ$ ，若在 10.425GHz 時為  $356.62^\circ$  在 10.625GHz 時為  $3.4^\circ$ ，在中心頻  $\pm 100\text{MHz}$  的頻飄中將造成相位改變  $\pm 3.38^\circ$  的影響；如果改變長度  $l$ ，在  $50\Omega$  微帶線長度增加 0.4517mm，在相位上將增加  $3.38^\circ$ ，而在  $90\Omega$  的微帶線中只有 0.1367mm 的差距，可見得長度的設計必需要很精確，但是在製作確實有難度，尤其是使用了  $90\Omega$  的細線，很難保持正確的相位；另一個容易造成天線間相位差不準的地方在第四個天線和第五的天線之間，由於子陣列和子陣列之間使用了功率分配器，第五個天線所經過的不連續面較少，而第四個天線所經過的不連續面較多，因此四、五天線之間的相位差距會比起子陣列中天線的相位差距來的多，而第八和第九個天線之間的相位差也是相同的道理，下列式子是基本的陣列天線幅射電場的式子，其中  $G(\theta)$  為單一天線的場型，為了更加了解一分三功率分配器相位的改變量所造成的影響，可重寫下式，如式 (3.3) 所示：

$$E(r, \theta) = \frac{e^{-jk_0 r}}{r} G(\theta) V_0 \cdot \left[ 1 + e^{j(k_0 d \sin \theta + \alpha)} + e^{2j(k_0 d \sin \theta + \alpha)} + \dots + e^{(N-1)j(k_0 d \sin \theta + \alpha)} \right]$$

$$= \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{r} G(\theta) \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(k_0 d \sin \theta + \alpha)} \quad (3.2)$$

$$E(r, \theta) = \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{r} G(\theta) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nk_0 d \sin \theta + \text{phasen})} \quad (3.3)$$

其中 $phase_n$ 為各個饋入天線的相位，在本次的論文中可以將 12 個天線相位寫成下式，其中 $x$ 、 $y$ 和 $z$ 為一分三功率分配器輸入三組子陣列的相位， $b$ 為天線間的相位差。

$phase_0: x$

$phase_1: (x+b)$

$phase_2: (x+2*b)$

$phase_3: (x+3*b)$

$phase_4: (y+4*b)$

$phase_5: (y+5*b)$

$phase_6: (y+6*b)$

$phase_7: (y+7*b)$

$phase_8: (z+8*b)$

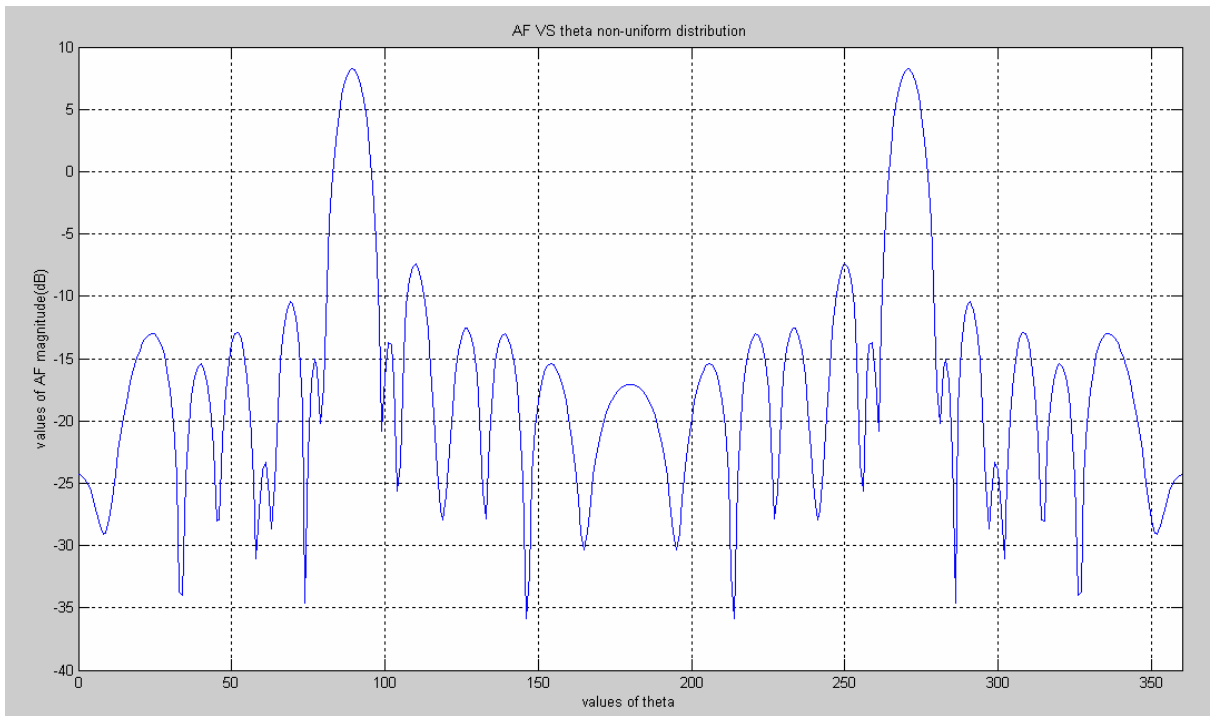
$phase_9: (z+9*b)$

$phase_{10}: (z+10*b)$

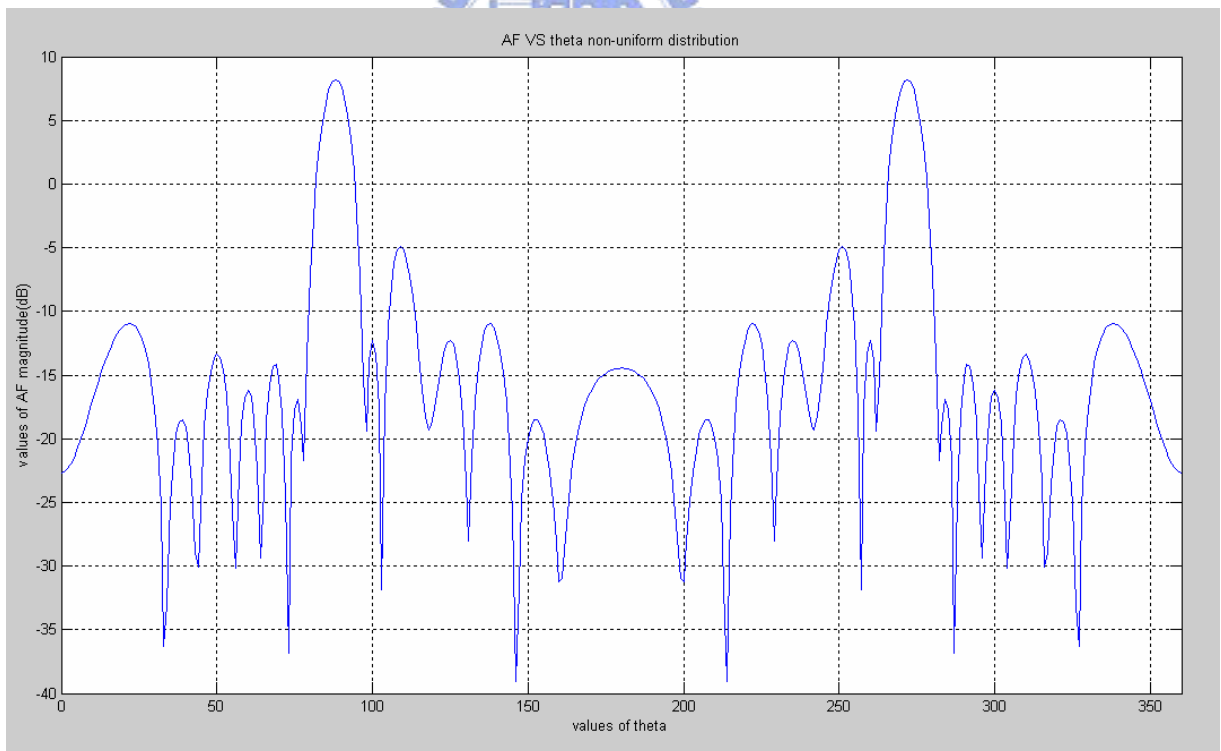
$phase_{11}: (z+11*b)$



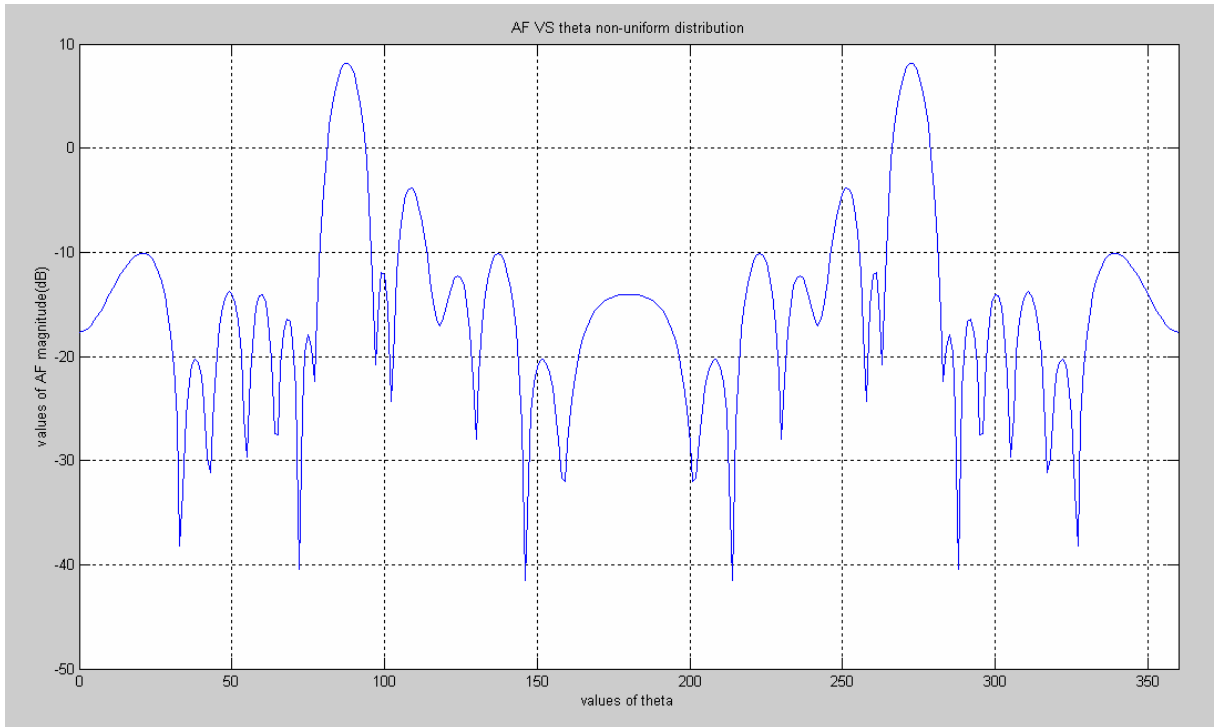
在本論文這個架構中，子陣列中天線和天線之間的微帶線相距約為一倍的波長，但三組子陣列之間的距離約有四倍的波長，利用數學軟體 MATLAB，計算出當子陣列中的天線的相位為同相位時，改變第四、五和八、九天線之相位差，從  $20^\circ$  到  $180^\circ$  也就改變  $x$ 、 $y$ 、 $z$  的值，看看整體的陣列因子有何改變如圖(3.5.1)~圖(3.5.4)所示，可以明顯的看出，陣因子在右方的旁波束不斷的增大，直到相位差到達  $180^\circ$ ，因為子陣列間的相位為相反的方相，造成增益的相抵消，增益平均分給二側，在  $\theta$  為  $90^\circ$  的地方增益為最小，若比較上一章量測的結果，如圖(3.4-4~3.4-7)，在 10.2GHz 的 SLL 為最低，隨著頻率升高到 10.8GHz，一分三的功率分配器因相距四倍波長產生了嚴重的相位差約為 40 度，在圖(3.5.3)中可以發現陣列因子與量測的結果很類似，因此在本論文的這個架構中功率分配器的相位將會影響到旁束波的分部。



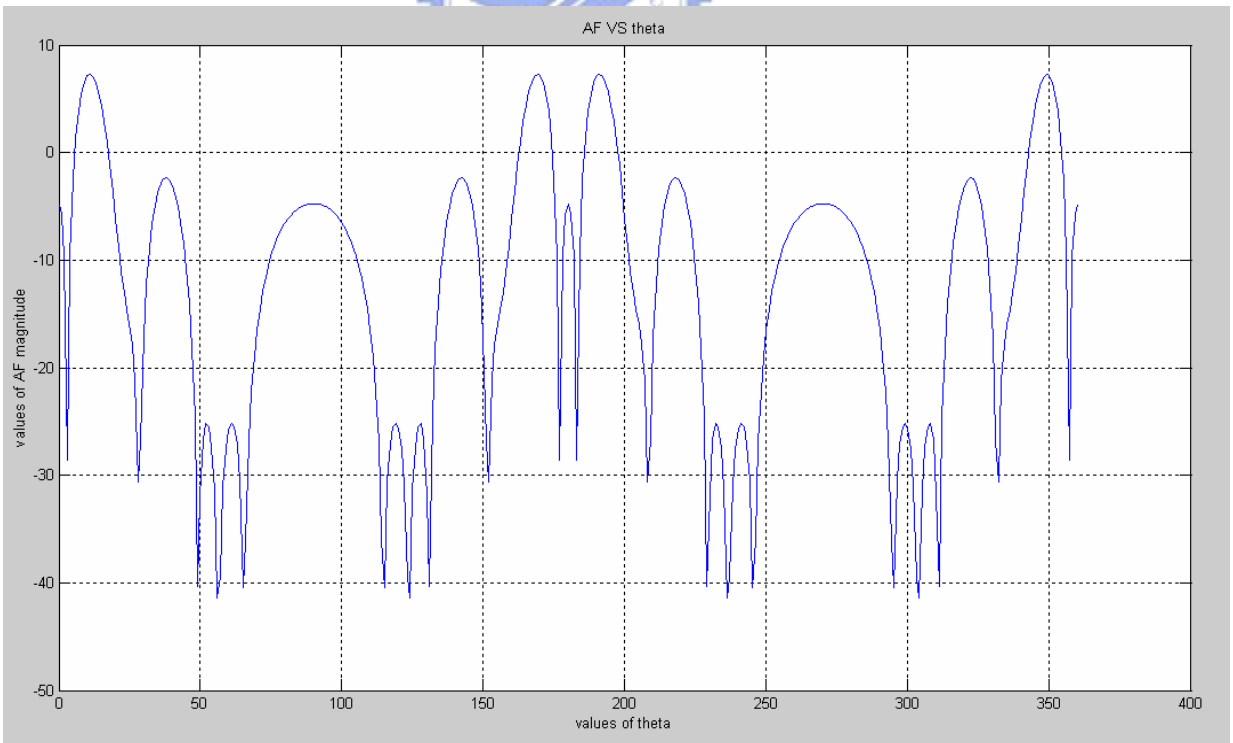
圖(3.5.1) 子陣列間相差  $10^\circ$  的陣列因子



圖(3.5.2) 子陣列間相差  $30^\circ$  的陣列因子



圖(3.5.3) 子陣列間相差  $40^\circ$  的陣列因子



圖(3.5.4) 子陣列間相差  $180^\circ$  的陣列因子

## 第四章、串列式線性陣列天線饋入網路的特性阻抗 對天線增益的影響

### 4.1 前言

串列饋入式線性陣列天線，在本論文中使用行波 (Traveling Wave) 的結構，單一天線利用微帶天線操作在 12.5GHz，討論饋入網路的特性阻抗對陣列天線增益的影響，當天線的各數增加，雖然位於 50 歐姆的負載，能量會因天線數量增多而變少，但是在各個天線的能量會由第一個天線衰減到最後一個，造成功率分佈不平均，末端所接收到的功率微乎其微，使得末端天線的功率分佈對整體的陣列因子供獻減少，讓天線的增益下滑，為了驗證並且改善這個缺點，在本論文中使用了四種特性阻抗的主線當饋入網路，分別是 25 歐姆、40 歐姆、70 歐姆的一段式饋入方式，在輸入端和負載端使用了四分之一波長的轉換器匹配到 50 歐姆；另一種是使用二段式主線 25 歐姆和 40 歐姆，連接的部份和輸入端、負載端都使用四分之一波長傳輸線做之間的匹配，分別討論並比較 12 個天線陣列和 16 個天線陣列，在各種不同的特性阻抗時，陣列天線增益的變化，在論文中使用了電磁模擬軟體，模擬饋入網路的 S 參數，得到饋入到每一個天線的功率，利用數學軟體，計算出它的陣列因子，和模擬的天線場型，與量測的結果相互的比較，最後量測與模擬的天線場型相當的吻合。

### 4.2 12 個天線陣列增益比較

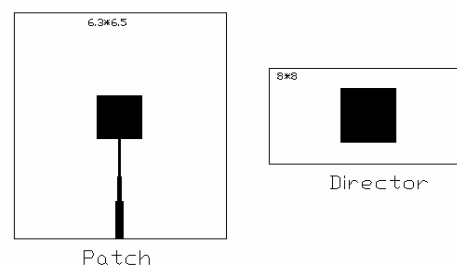
使用 R04003 20mil 做為微帶天線和饋入網路的板材，而 FR4 0.4mm 做為每一個微帶天線上方的指向器 (Director) 來增加天線的頻寬和天線的增益，利用 12 個微帶天線串接形成天線陣列，每個天線之間的距離為一個介質波長，讓相位一致，如圖(4.2.1)~(4.2.3)所示；為了量測單一天線的場型及反射損失，利用四分之一傳輸線轉換至 50 歐姆，其單一天線的等效阻抗為 100 歐姆，尺寸如下所示：

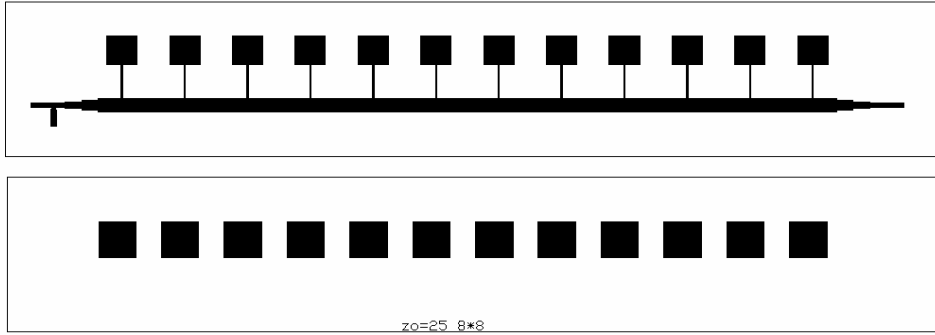
微帶天線：6.5\*6.35mm

指向器：6.8\*6.8mm

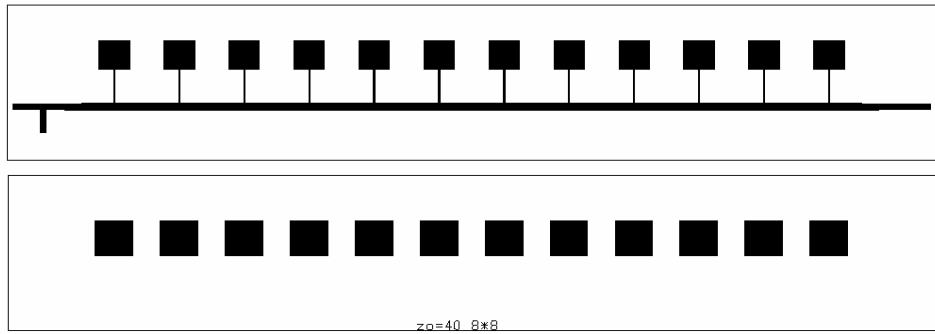
R04003 和 FR4 之間

上下的高度：2.5mm

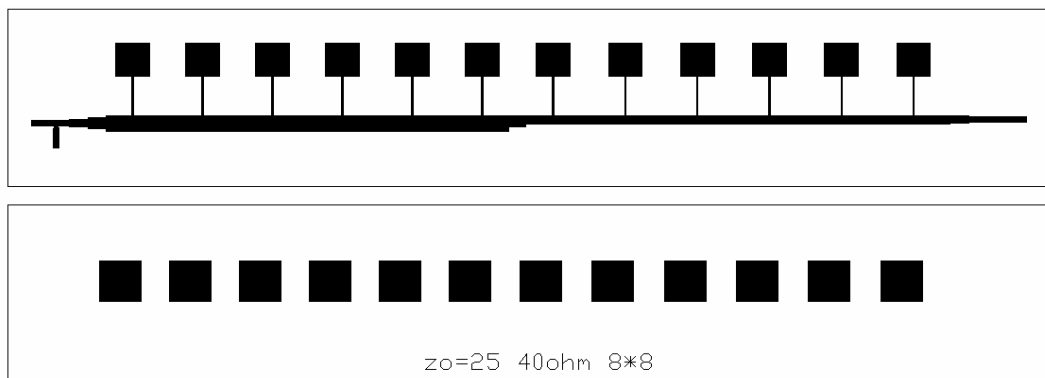




圖(4.2.1) 一段式特性阻抗 25 歐姆饋入結構圖



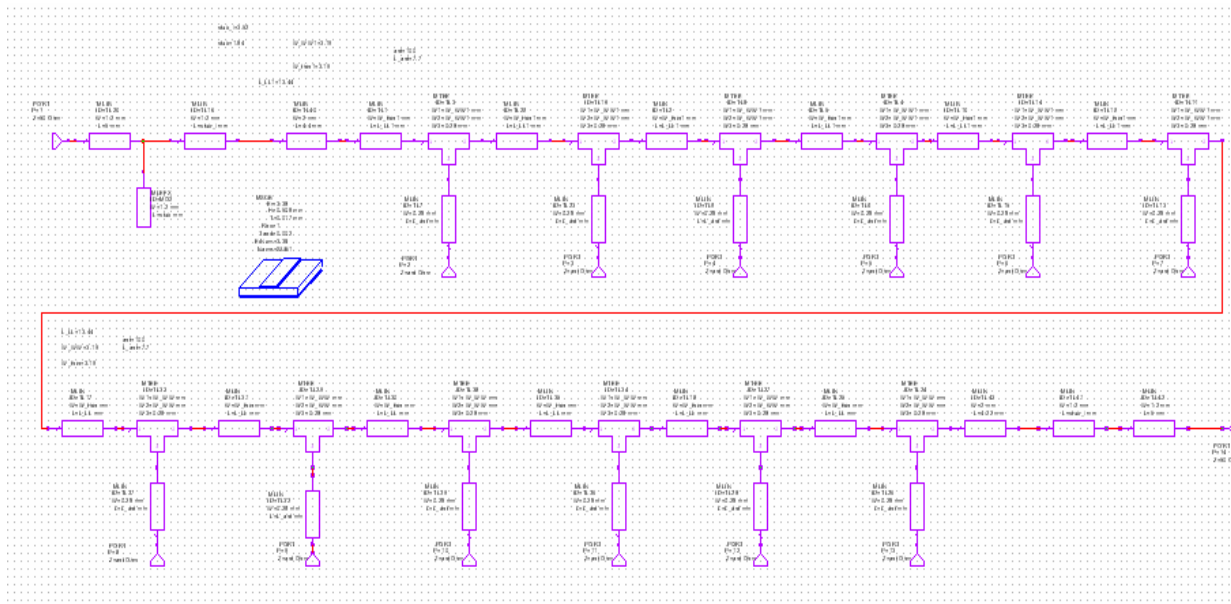
圖(4.2.2) 一段式特性阻抗 40 歐姆饋入結構圖



圖(4.3.3) 二段式特性阻抗 25、40 歐姆饋入結構圖

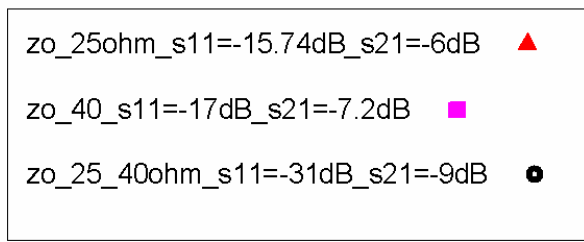
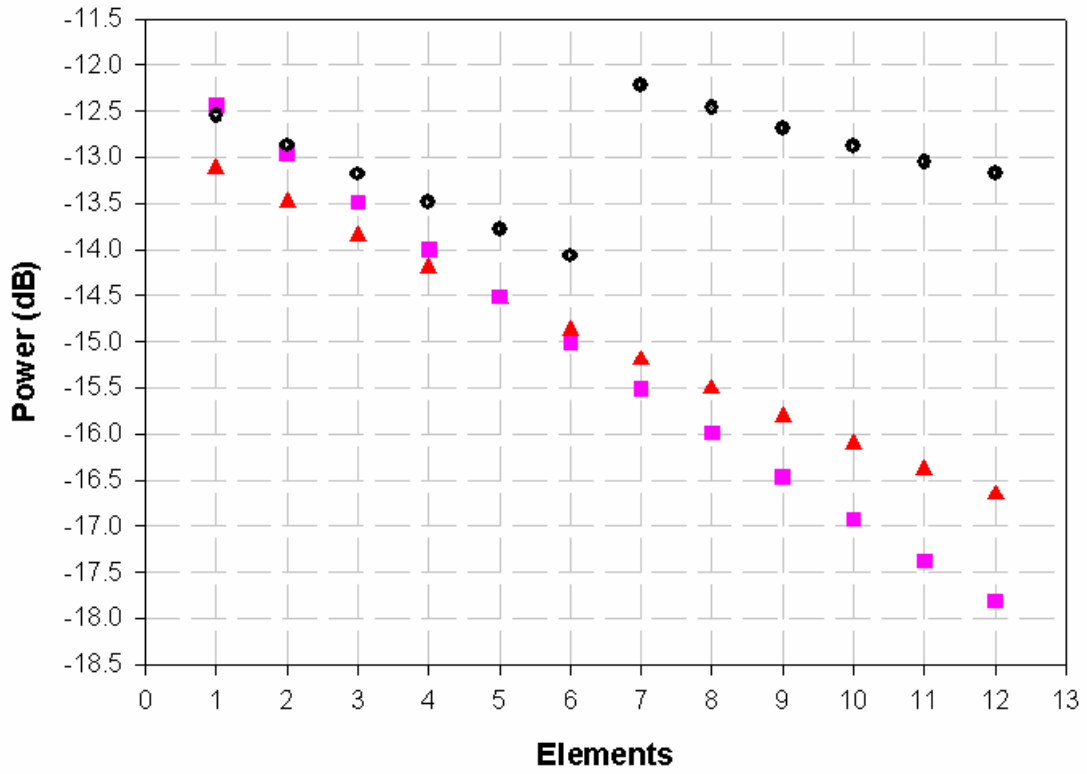


利用模擬軟體模擬微帶線的饋入網路，在天線饋入端設定 100 歐姆為天線的等效阻抗，在軟體中來代表天線的負載，在驗證中量測的結果在 12.4GHz 單一微帶天的  $S_{11}$  為  $-34\text{dB}$ ，確保量測結果與摸擬結果一致，使用的擬摸的軟體為 Microwave Office，微帶線為有損的材料，損失正切 0.0023，介電係數為 3.38，如圖(4.2.4)所示，一共摸擬了四種的饋入方式，特性阻抗分別為 25 歐姆、40 歐姆、70 歐姆和二段式 25 和 40 歐姆，分別將它們的 S 參數摸擬出來，得到天線負載端的功率分佈，繪製出天線的功率分佈圖，如圖(4.2.5)所示：



圖(4.2.4) 25 歐姆 12 個天線饋入端模擬情形

12 elements power distribution for each elements at 12.5GHz



圖(4.2.5) 比較不同特性阻抗饋入方式之饋入天線端的能量分佈

在圖 4.2.5 中可以發現特性阻抗 25 歐姆它的功率分佈較其它一段饋入方式的功率分佈來的平均，但是它在負載上的功率卻是最大的，另一方面在特性阻抗 40 歐姆的微帶線上，負載上的功率雖然是最小，但是饋入到各個天線的功率相當的不平均，在二段式的饋入法中，利用了 25 歐姆和 40 歐姆，改善了負載功率太大，和饋入到天線端功率不平均的問題；從模擬饋入網路的 S 參數中，得到饋入天線的功率分佈，利用式(4.2.3)來計算陣列因子 (array factor) 和天線的增益，所算出的值為陣列天線最大的增益，其方向在  $\theta$  等於  $90^\circ$  的方向上。

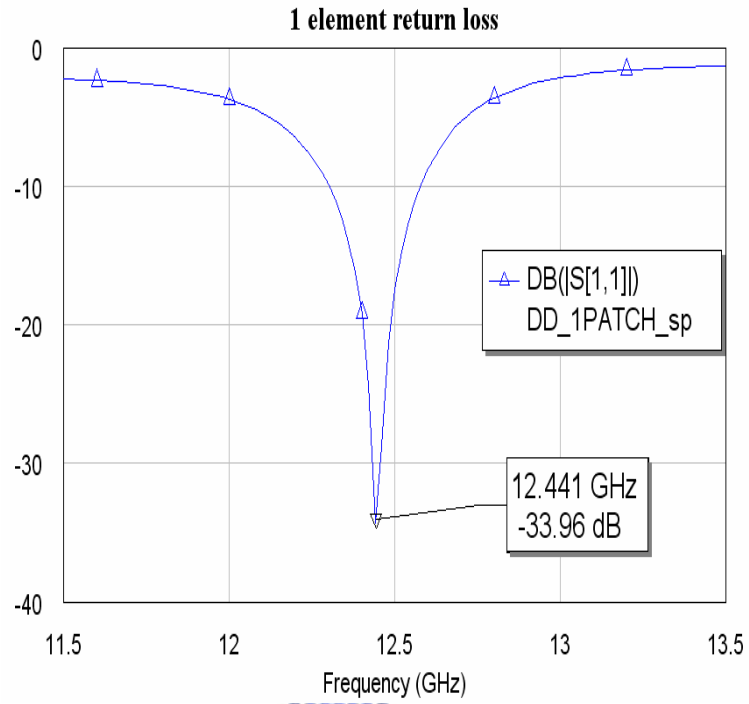
$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos\theta + \alpha)} \quad (4.2.1)$$

$$AF = A_1 + A_2 + A_3 + \dots \quad (4.2.2) \text{ Assume in the broadside direction and } \alpha = 0$$

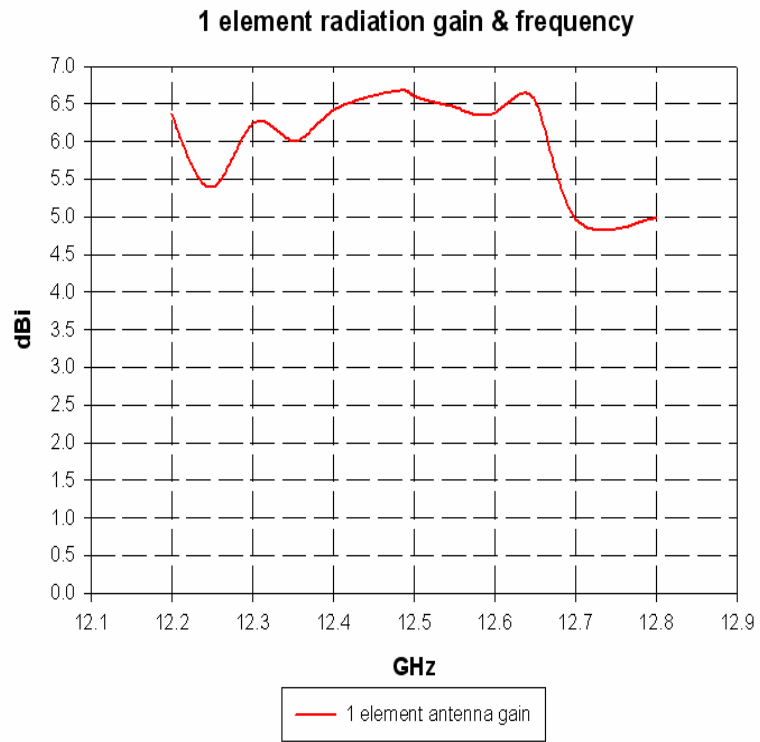
$$\mathbf{12 \text{ elements broadside antenna gain}} = 20 \log \sum_{n=1}^{12} A_n + 6.5 \text{dBi} \quad (4.2.3)$$

量測單一微帶天線的反射損失 ( $S_{11}$ ) 如圖(4.2.6)和頻率 12.2GHz 到 12.8GHz 的單一天線增益，此天線增益為該頻率點的最大增益值，如圖(4.2.7)所示，在 12.4GHz~12.6GHz 單一天線的增益約為 6.5dBi，在 12.44GHz 的反射損失為 -34dB 其輸入阻抗為 100 歐姆，並且量測圖(4.2.1)~圖(4.2.3)的陣列天線，並且記錄各頻率點的最大增益，其量測的結果如圖(4.2.8)所示，可以發現二段式的天線比一段式的天線增益稍為來的大，在 12.5GHz 附近增益較小，是因為該頻率點的  $S_{21}$  較其它的頻率點來的大，使得增益下滑；圖(4.2.9)為 12.5GHz 模擬和量測的比較圖，在二段式的天線模擬和量測的結果差距蠻大的，可能的原因是製作時，二段的特性阻抗不同，在中心頻率上相位不是同相位，使得陣列因子的大小不是唯一的相加項，造成增益不如預期。

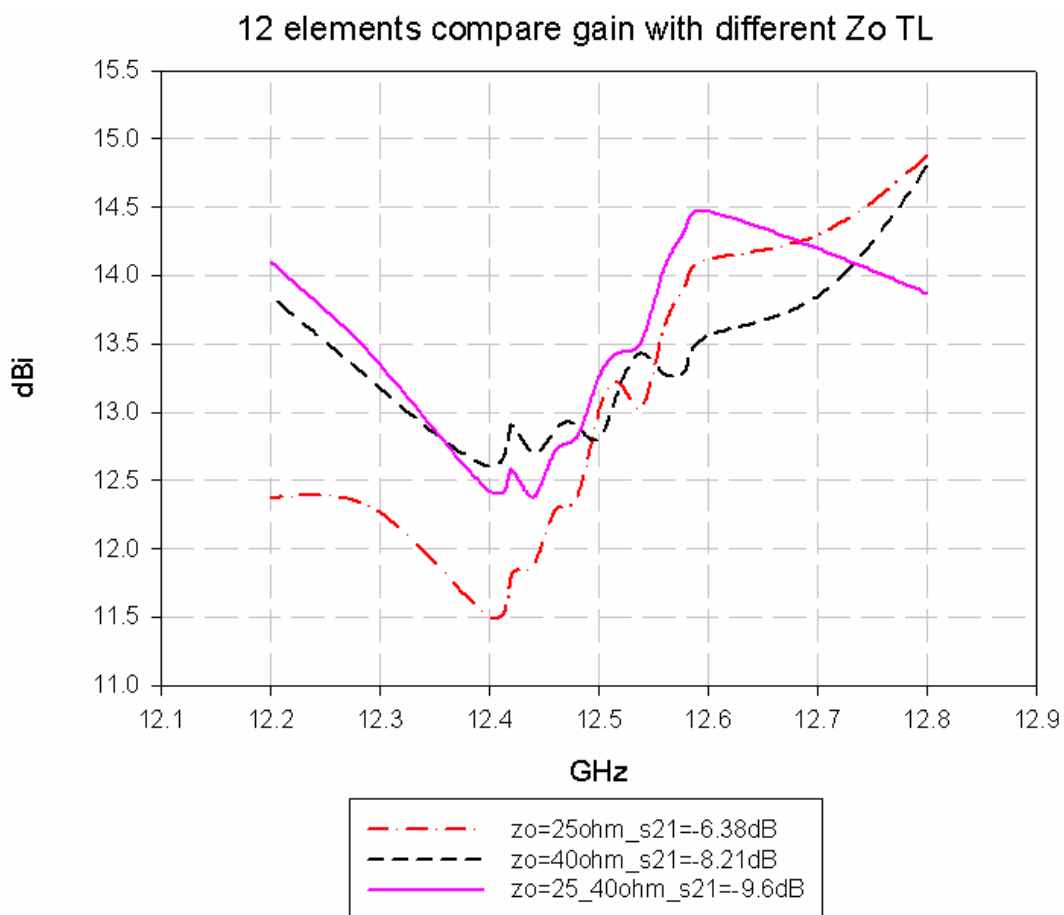
在 12 個天線陣列中，雖然二段式的天線的增益是最大的，它的  $S_{21}$  為 -9dB，事實上如果能有效的將負載上的能量消耗掉，還有將增益提高的可能，在下個單元利用了 16 個天線陣列來做最後的總結。



圖(4.2.6) 單一天線的反射損失



圖(4.2.7) 單一天線增益與頻率的關係



圖(4.2.8) 不同饋入特性阻抗天線陣列增益表

12 elements simulation and measurement result	Gain(dBi)	Return loss( $S_{11}$ ) (dB)	Insertion loss( $S_{21}$ ) (dB)
<b>Zo=25ohm(Simulation)</b>	<b>13.17</b>	<b>-16</b>	<b>-6</b>
<b>Zo=25ohm(measurement)</b>	<b>13</b>	<b>-27</b>	<b>-6.328</b>
<b>Zo=40omh(Simulation)</b>	<b>13.04</b>	<b>-17.6</b>	<b>-7.2</b>
<b>Zo=40omh(measurement)</b>	<b>12.8</b>	<b>-23</b>	<b>-8.21</b>
<b>Zo=25 &amp; 40ohm(Simulation)</b>	<b>14.47</b>	<b>-31</b>	<b>-9</b>
<b>Zo=25 &amp; 40ohm(measurement)</b>	<b>13.25</b>	<b>-17.27</b>	<b>-9.6</b>

圖(4.2.9) 12.5GHz 模擬和量測增益的比較表

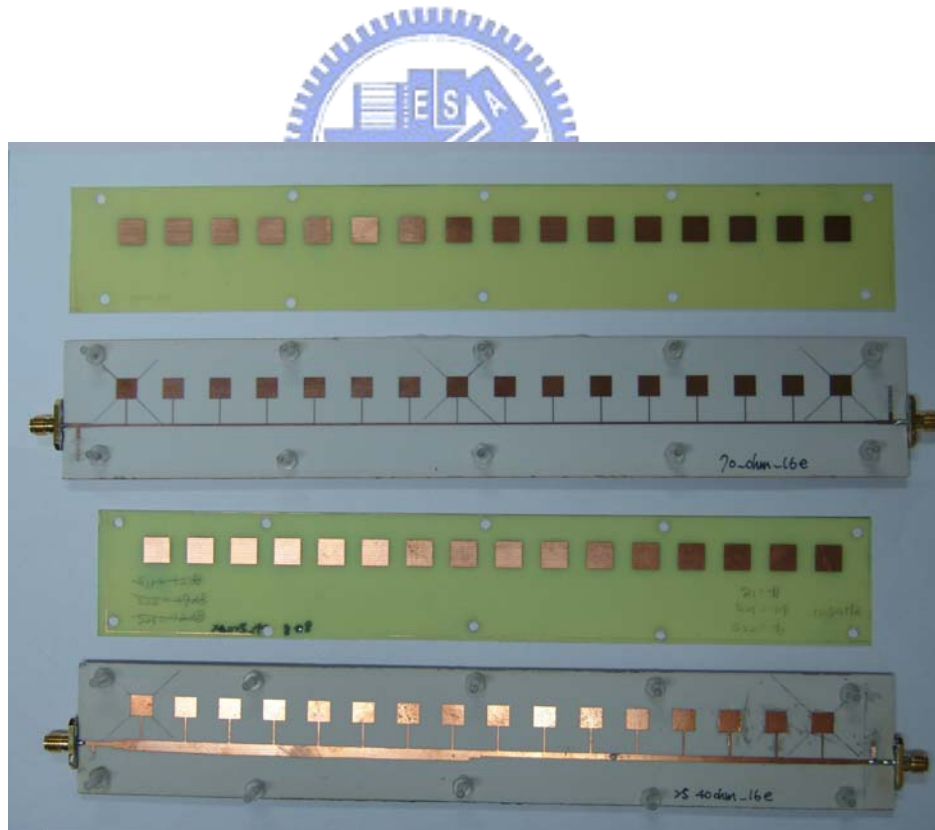
### 4.3 16 個天線陣列增益比較

在上一個單元中使用了 12 個天線，在行波 (traveling wave) 的結構中，在負載上至少還有 10% 的功率沒有利用到，讓天線陣列的效率降低，功率無法有效的應用，在本單元中使用了 16 個天線，讓饋入天線網路的效率增加，天線增益達到 16.5dBi，若扣除微帶線的損失，將與理論值很接近，利用五種天線做比較，分別是饋入線特性阻抗 25 歐姆、40 歐姆、70 歐姆和二段式特性阻抗 25 歐姆、40 歐姆，結構如圖 (4.3.1) ~ (4.3.2) 所式，最後一隻天線是以二段式特性阻抗為基楚，改變負載的匹配，減少負載上的功率，讓增益有更顯著的增加，量測到的 S 參數如圖 (4.3.3) ~ (4.3.7) 所示，與上一單元一樣，使用 Microwave office 軟體，模擬五種饋入網路的 S 參數，如圖 (4.3.8) 所示，由模擬出來的 S 參數中，取出 12.5GHz 的饋入天線端的能量，繪出五種饋入方法的饋入天線的功率分佈圖，如圖 (4.3.9) 所示，最後量測五種天線的場型，分別量測 12.2GHz ~ 12.8GHz 的和頻率點的天線場型，並且記錄它的最大增益值，繪出如圖 (4.3.10) 天線增益比較各種不同的饋入網路。

在圖 (4.3.9) 和 (4.3.10) 中，一段式特性阻抗中 25 歐姆它的負載上的功率為 -11.36dB 與其它的天線做比較，它遺留在負載上的功率是最多的，造成效率變差，因而天線增益也變差，但是比起 40 歐姆和 70 歐姆的饋入線，還是有它的優點，它的功率消耗較慢，換言之功率分佈較其它二種來的平均，而 70 歐姆的饋入線，它的功率集中在前幾個天線中，很明顯在後端的天線所分到的功率很少，負載上的功率雖然是最少的，但在後端的天線對於陣列因子的供獻量微乎其微，在天線益上沒有得好處。所以在二段式的天線中結合上述的二種優點，前端 25 歐姆的部份讓饋入到天線功率慢慢消耗，而後端 40 歐姆的部份讓饋入天線的功率衰減很快，使得負載上的功率減少，增加天線的增益，在圖中有很顯著的效果，美中不足的是在中心頻率上，增益沒有比其它頻率點來的高，歸究原因是在中心頻率附近負載上的能量，都會產生很大的峰值，如圖 (4.3.3) ~ (4.3.6) 所示，從圖中可以發現遠離中心頻率，在負載能量變少，使得饋入天線的效率提高，增益自然也提昇，有了這個觀念後，本人在負載端加入了一段開路的微帶線 (open stub)，試著調整中心頻率上負載的匹配，以減少負載上的能量，從圖 (4.3.9) 中可以清楚看出，因為能量反射的結果，使得末端的能量平均分配，無形中也提昇了中心頻率 12.5GHz 附近的增益。

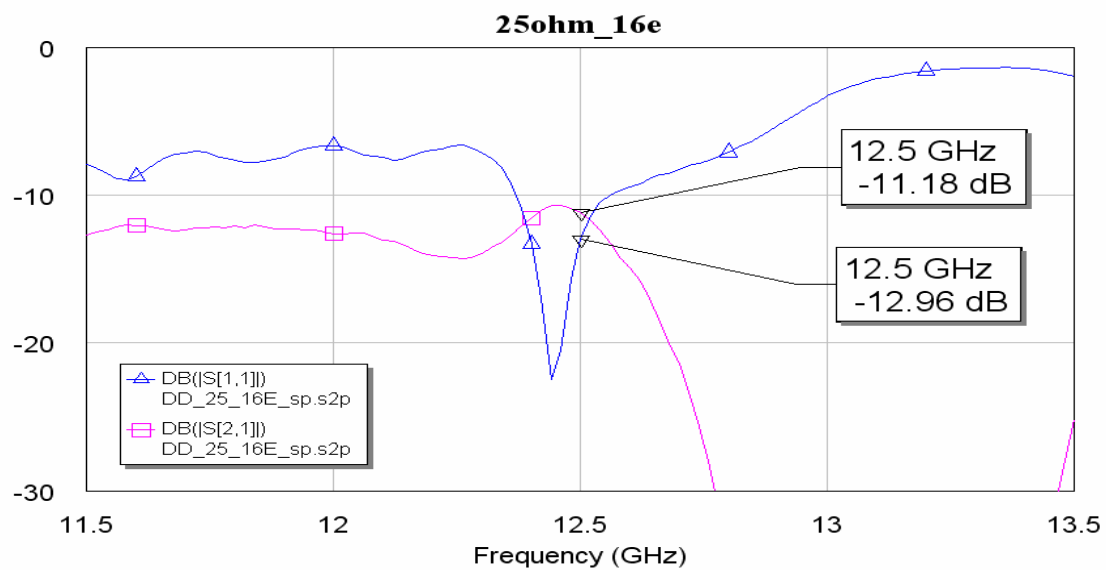


圖(4.3.1) 由上至下為 25 歐姆和 40 歐姆一段式傳輸線的饋入天線

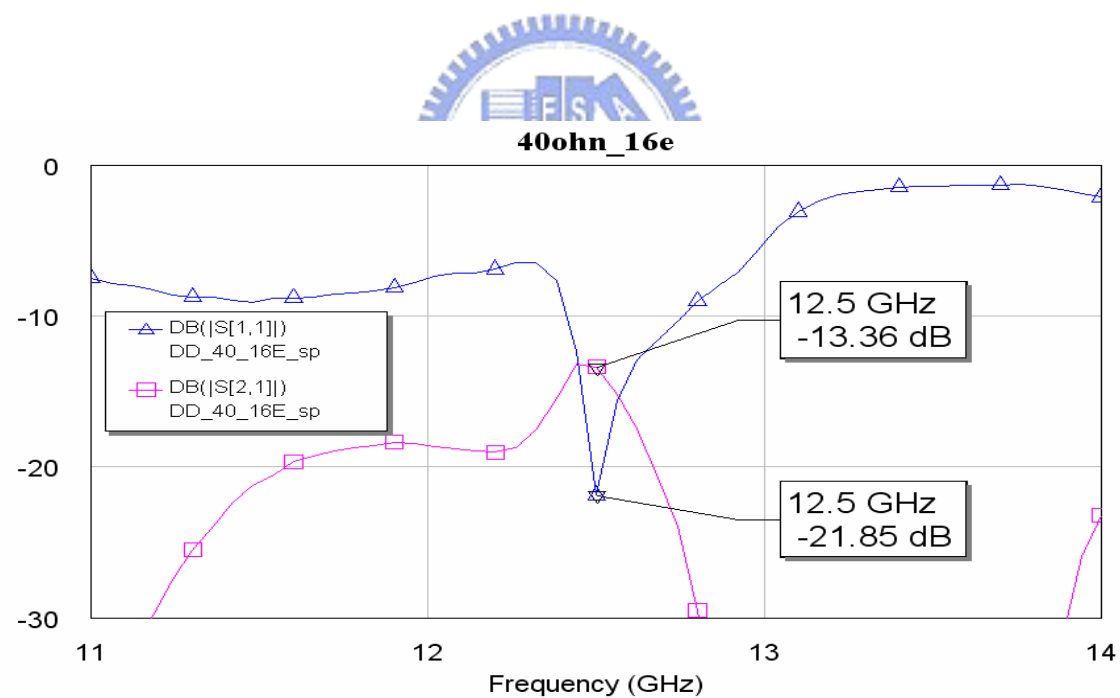


圖(4.3.2) 由上至下為 70 歐姆一段式傳輸線饋入天線和 25 歐姆、40 歐姆二段式傳輸線的饋入天線



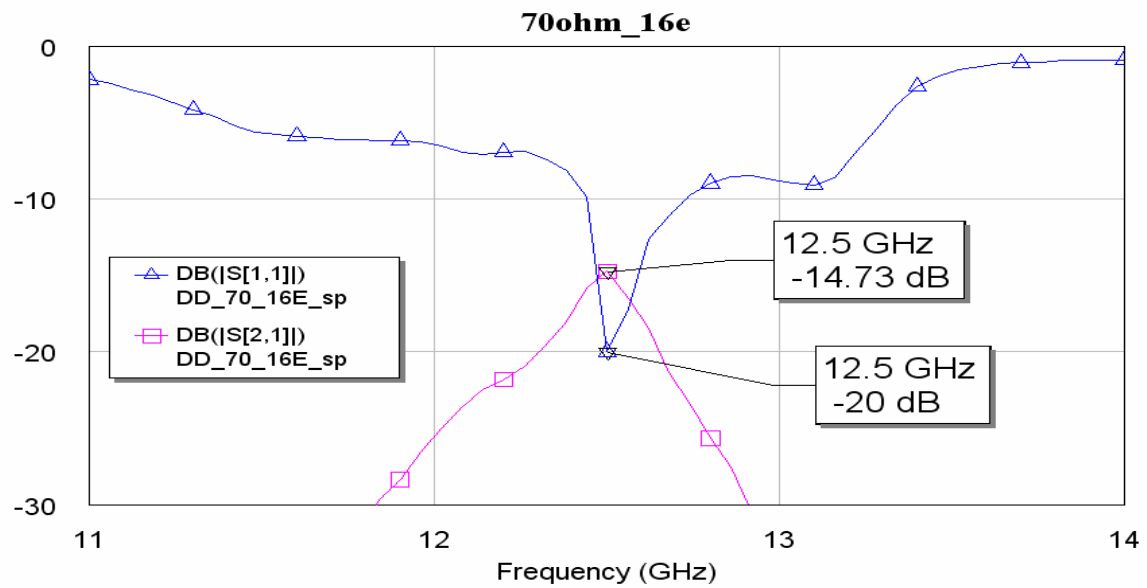


圖(4.3.3) 25 歐姆傳輸線饋入天線的反射損失和插入損失

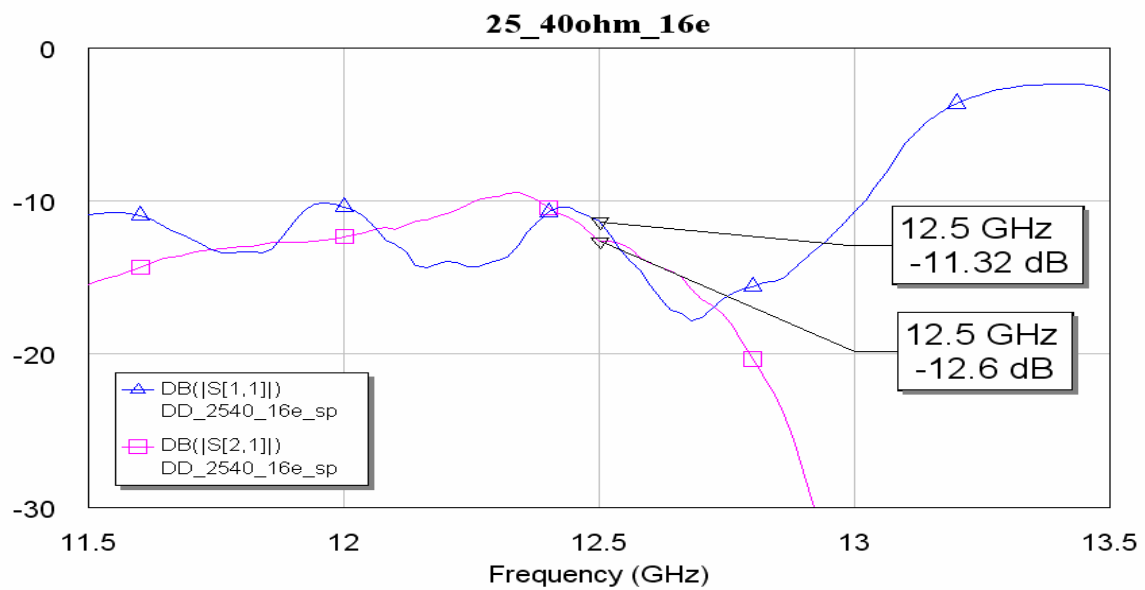


圖(4.3.4) 40 歐姆傳輸線饋入天線的反射損失和插入損失

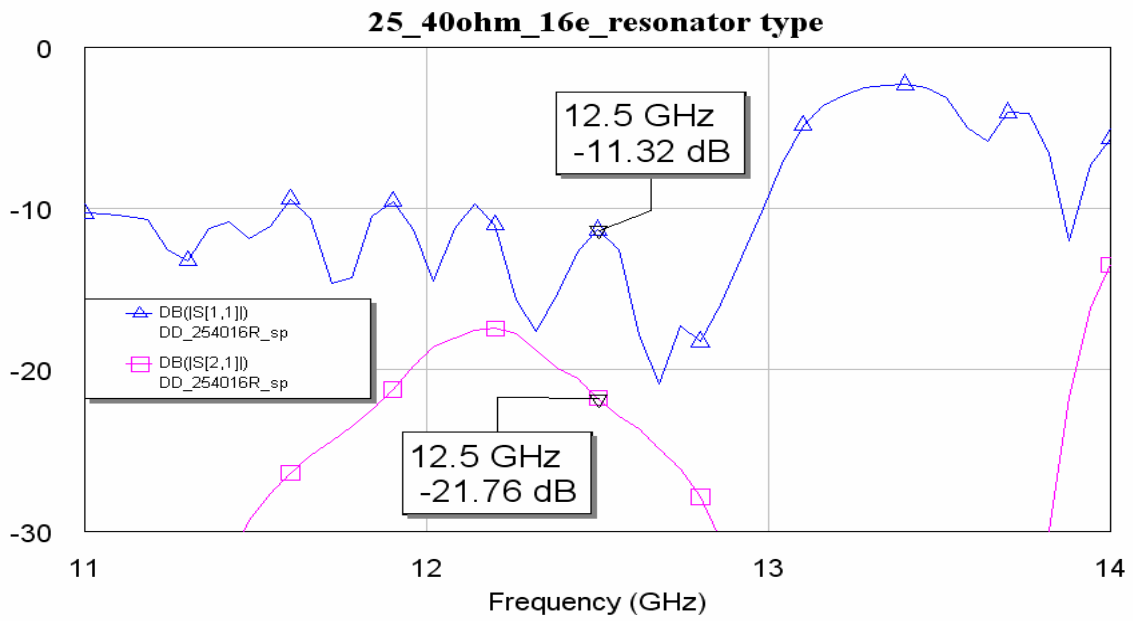




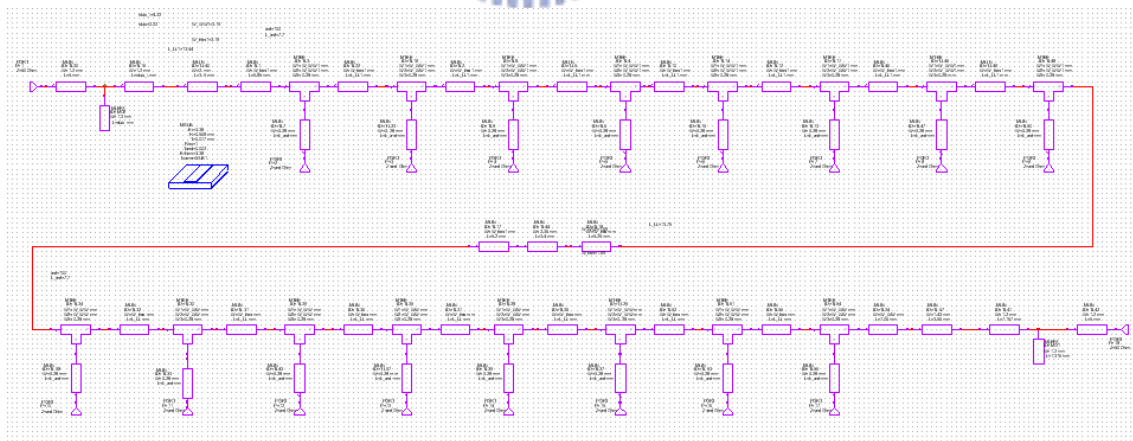
圖(4.3.5) 70 歐姆傳輸線饋入天線的反射損失和插入損失



圖(4.3.6) 25 歐姆、40 歐姆二段式傳輸線饋入天線的反射損失和插入損失

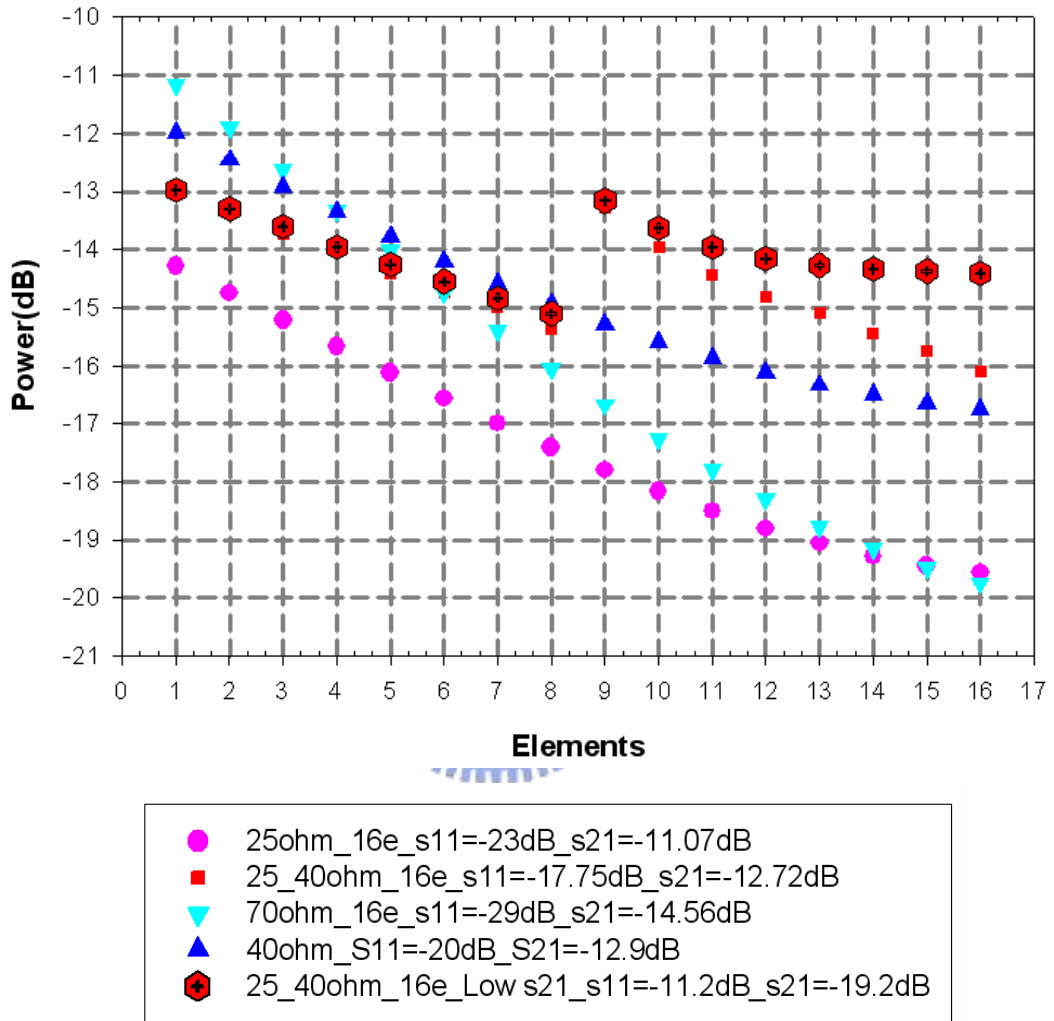


圖(4.3.7) 25 歐姆、40 歐姆調整負載匹配，二段式傳輸線饋入天線的反射損失和插入損失



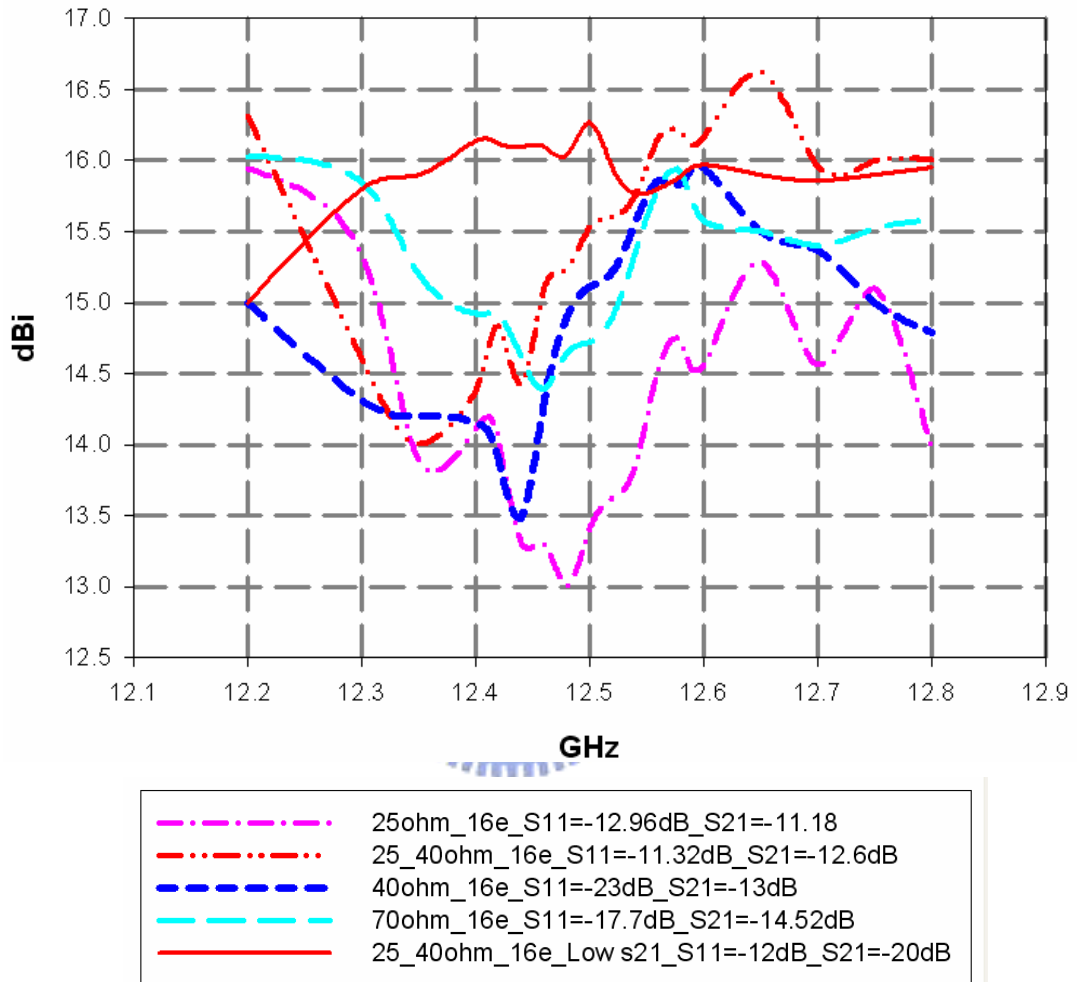
圖(4.3.8) 25 歐姆、40 歐姆 16 個天線饋入端模擬情形

### 16 elements power distribution for each elements at 12.5GHz



圖(4.3.9) 饋入天線的功率分佈圖比較各種不同的饋入網路

16 elements compare gain with different Zo TL



圖(4.3.10) 天線增益比較各種不同的饋入網路

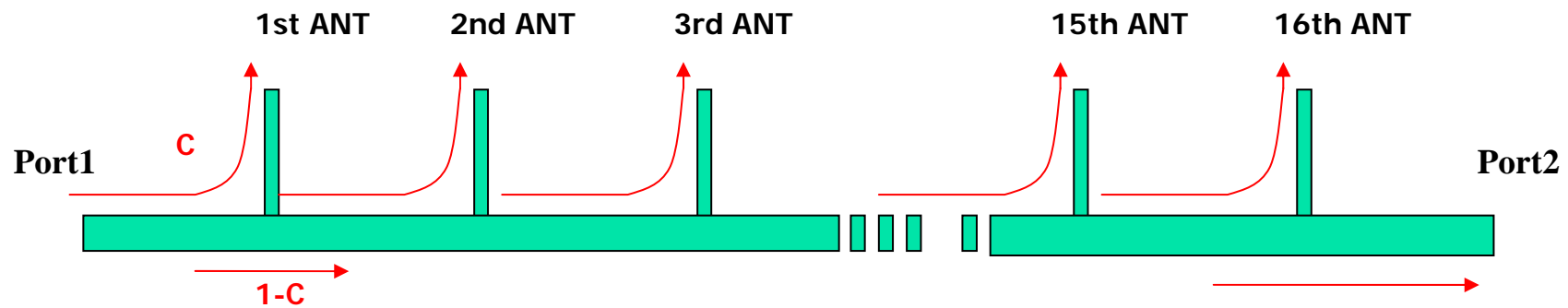
在本單元的最後，利用先前的方式，模擬出陣列天線的最大增益值，如式(4.3.2)所示，將 16 個饋入天線的功率值轉換成電壓值代入，即可算出它的增益，若將饋入到天線的能量加總起來，則是饋入到天線的效率，還可計算饋入到天線網路的平均功率，在圖(4.3.11)中，比較了模擬和量測的結果，在模擬增益和量測結果的比較中，相差最多的約有 0.7dB 的差距，在功率饋入天線的效率中，以 25 歐姆的饋入天線效率最差，在二段饋入且調整負載匹配的天線中，它的效率是最佳的，效率的好壞，反應在增益大小上，可以樂見的是二段式饋入天線的增益優於一段式的饋入天線，並且與模擬的行情類似；在表中還列了饋入到天線的平均功率，它的值與天線增益有直接的關係，以 40 歐姆饋入天線為例，它的平均功率為-14.7dB，而它的天線增益可由下式直接算出：

$$\text{Antenna gain in broadside direction} = 20\log\left\{\left[10^{(-14.7/20)}\right] \times 16\right\} + 6.5\text{dBi}$$

從饋入天線的效率上的表現，最佳的是二段式饋入法，有 63%，它負載上的能量很少，換言之，有將近 40%的能量在饋入線上損失，在 25 歐姆饋入的傳輸線上，他的饋入天線的效率為 31.8%，在負載上的能量為-11.36dB，在饋入線上的損失有將近 60%，相當的驚人，造成的原因可能是功率從負載上反射或是饋入到天線產生的反射，正好與進入的功率相位相差 180°，造成功率相互抵消，使得效率降低，進而讓天線增益下滑，另一種可能是能量由主線耦合時，大小其實也主導了損失的多寡，若把主饋入線表示成如圖(4.3.12)所示，能量饋入到主線的效率可以是一個等比級數和的累加，若分析它的耦合與能量饋入效率的影響，並且假設二段傳輸線的損失為“L”，其值為 0.935，而耦合量“C”愈大則效率愈好，反之“C”愈小則效率愈差，在主線的損失也就愈大，如圖(4.3.13)所示，在這個曲線中“L”的數值愈小，也就是傳輸線的損失愈大，曲線的斜率會變大，饋入線的效率與耦合量的變化量也會增加，所以在本次主線 25 歐姆的饋入的天線中，因為它的耦合量是最少的，所以造成在傳輸線上的損失較大。

16 elements <b>simulation</b> and <i>measurement</i> result at 12.5GHz	Gain (dBi)	Return loss(S11) (dB)	Insertion loss(S21) (dB)	Average power form the 16 elements antenna (simulation result) (dB)	Antenna array feed network efficiency
<b>Zo=25ohm(simulation)</b>	<b>13.39</b>	<b>-18.85</b>	<b>-11.36</b>	<b>-17.18</b>	<b>31.8%</b>
<i>Zo=25ohm(measurement)</i>	<i>13.4</i>	<i>-12.96</i>	<i>-11.18</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
<b>Zo=70ohm(simulation)</b>	<b>15</b>	<b>-29</b>	<b>-14.56</b>	<b>-15.58</b>	<b>48.8%</b>
<i>Zo=70ohm(measurement)</i>	<i>14.7</i>	<i>-20</i>	<i>-14.73</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
<b>Zo=40ohm(simulation)</b>	<b>15.88</b>	<b>-20</b>	<b>-12.9</b>	<b>-14.7</b>	<b>56%</b>
<i>Zo=40ohm(measurement)</i>	<i>15.11</i>	<i>-22</i>	<i>-13.36</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
<b>Zo=25 &amp; 40 ohm(simulation)</b>	<b>16.1</b>	<b>-17.75</b>	<b>-12.718</b>	<b>-14.48</b>	<b>57.49%</b>
<i>Zo=25 &amp; 40ohm(measurement)</i>	<i>15.53</i>	<i>-11.32</i>	<i>-12.6</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>
<b>Zo=25&amp;40ohm Low S21(simulation)</b>	<b>16.53</b>	<b>-11.32</b>	<b>-19.2</b>	<b>-14.04</b>	<b>63%</b>
<i>Zo=25&amp;40ohm Low S21(measurement)</i>	<i>16.27</i>	<i>-11.32</i>	<i>-21.76</i>	<i>Na</i>	<i>Na</i>

圖(4.3.11) 量測與模擬各種傳輸線對增益、效率、平均功率的比較表



Assume “P” is input power, “C” is coupling power and “L” is TL loss.

$$1st \text{ ANT power} = PL^2 C$$

$$2nd \text{ ANT power} = PL^3 (1-C)C$$

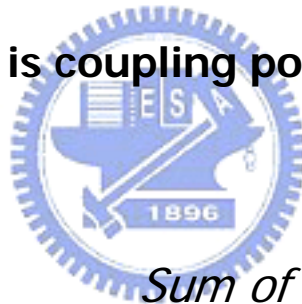
$$3rd \text{ ANT power} = PL^4 (1-C)^2 C$$

.

$$15th \text{ ANT power} = PL^{16} (1-C)^{14} C$$

$$16th \text{ ANT power} = PL^{17} (1-C)^{15} C$$

$$Port2 \text{ power} = PL^{17} (1-C)^{16}$$

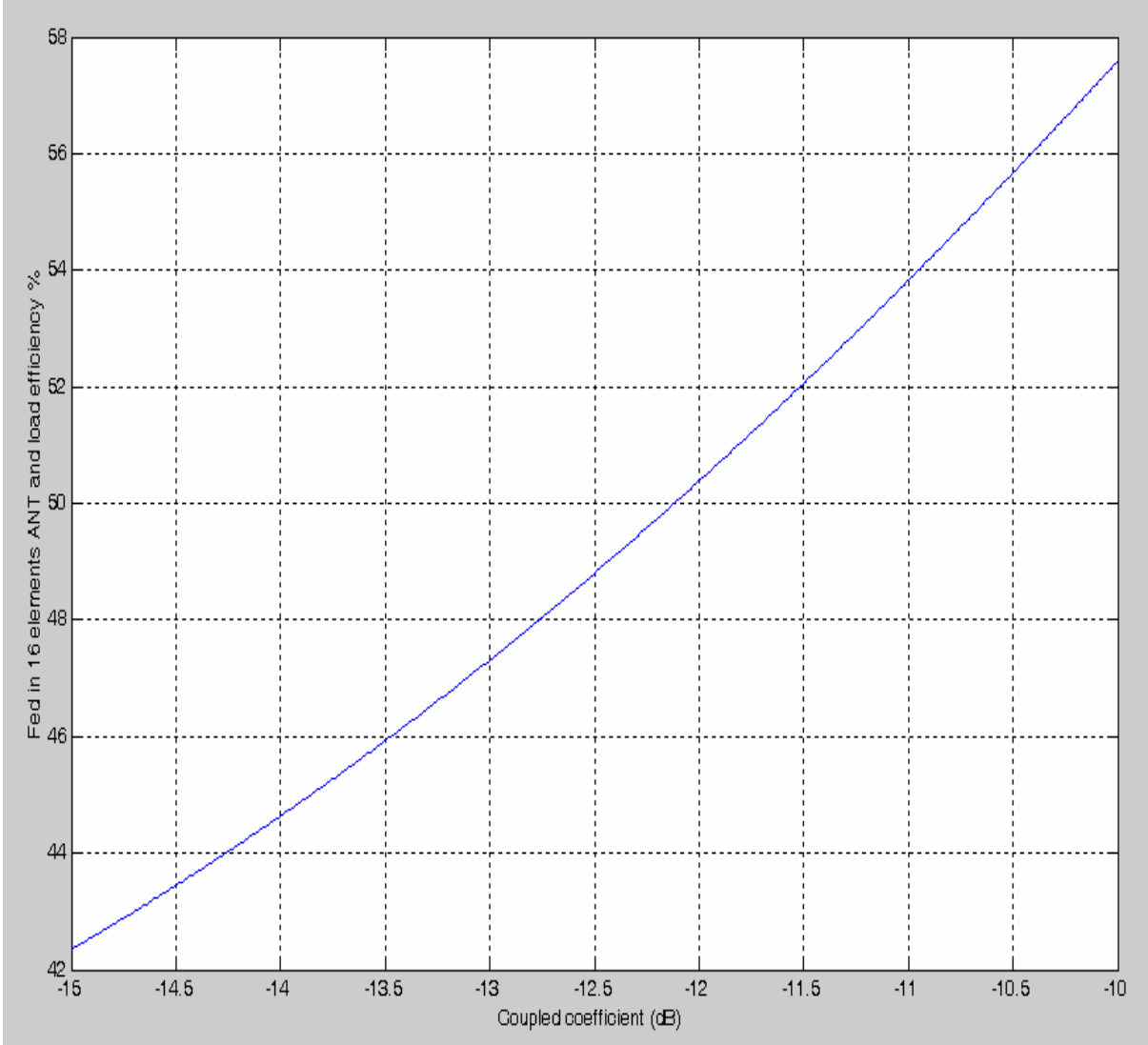


Sum of the powers

$$= \frac{PL^2 C [1 - (1-C)^{16} L^{16}]}{1 - (1-C)L} + PL^{17} (1-C)^{16}$$

<in linear power>

圖(4.3.12)饋入線數學表示圖



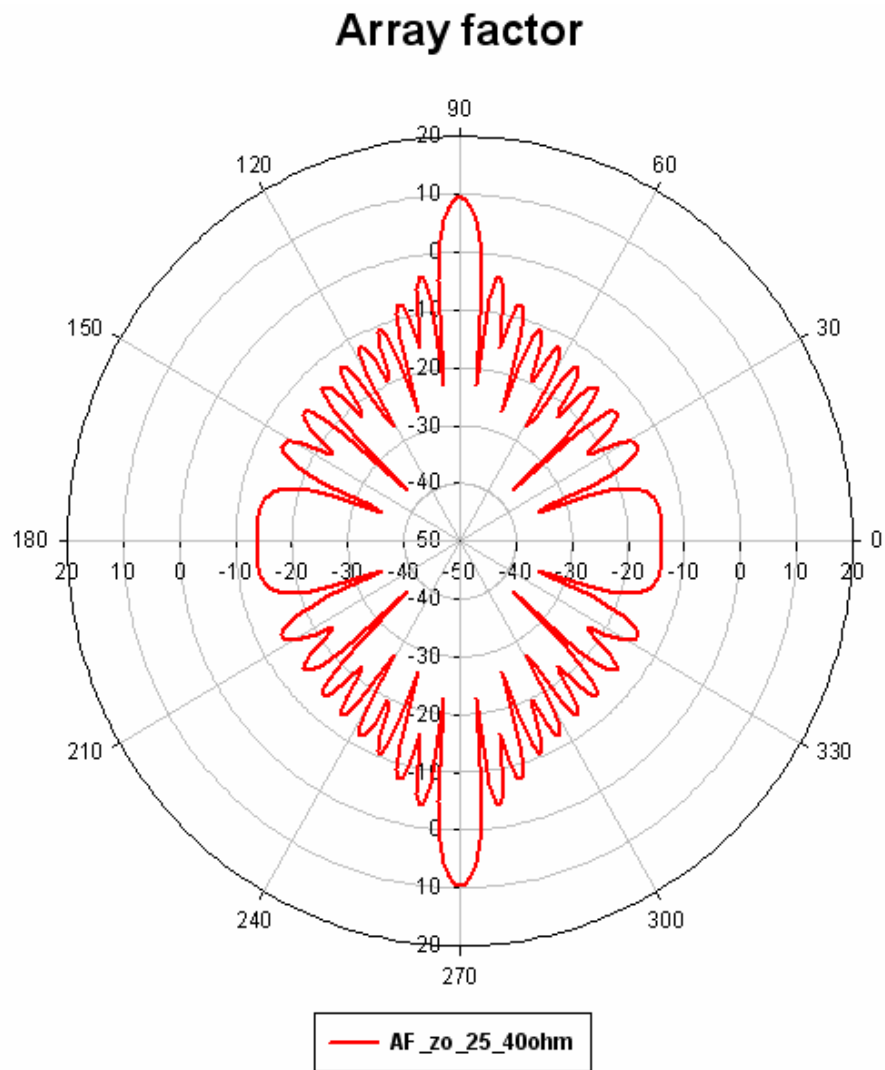
圖(4.3.13)饋入線的效率與耦合量大小的關係圖



## 4.4 場型比較

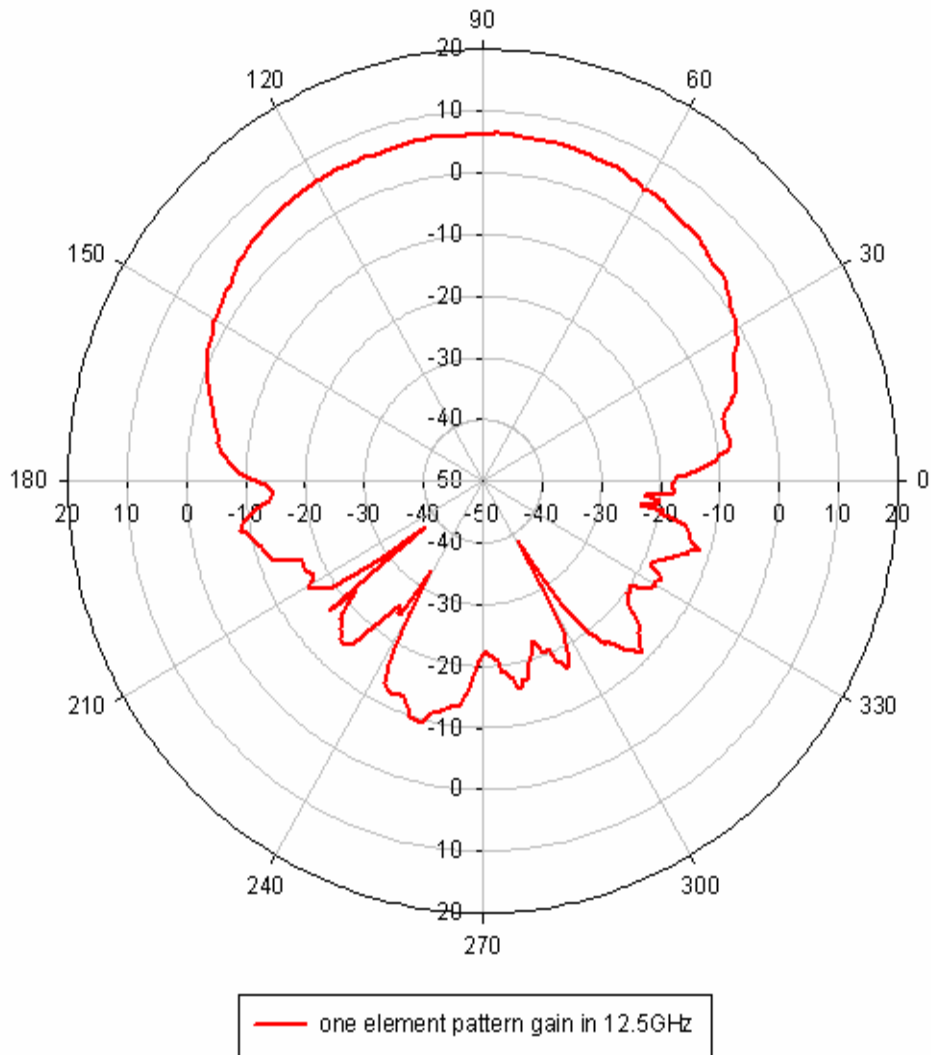
前一節比較了模擬和量測的增益值，二段式饋入天線的增益優於一段式饋入天線因為分佈到天線的平均功率約為-14dB，與其它的相比是最大的，在本節中將比較模擬和量測的場型，利用模擬軟體取得饋入天線的功率和位相資訊，計算出陣列因子，如圖(4.4.1)所示，而單一天線的場型可由量測或模擬的方式得到，如圖(4.4.2)所示，將陣列因子場型和單一天線的場型，在每一個角度上的能量相加，就是模擬的天線陣列的場型，如圖(4.4.3)所示，在模擬陣列因子的場型中，假設陣列天線中每一根天線的相位都一致，天線之間沒有相位差產生，所以在選擇量測場型來比較時，選擇場型較對稱且增益在  $\theta$  等於  $90^\circ$  為最大增益，來與模擬場型相互比較，如圖(4.4.4)~(4.4.8)所示，在這五個比較圖中，在  $0^\circ$  和  $180^\circ$  度的區域與模擬出來的場型有差異，因為天線的負載端和饋入端的地方產生漏波，使得量測跟模擬有很大的差異，其它的區域例如在場型的旁波(side-lobe)個數幾乎吻合，增益的強度相類似，由這個量測與模擬的結果，可以證明的是模擬天線饋入線所得到的功率分佈是值得信任和參考的。



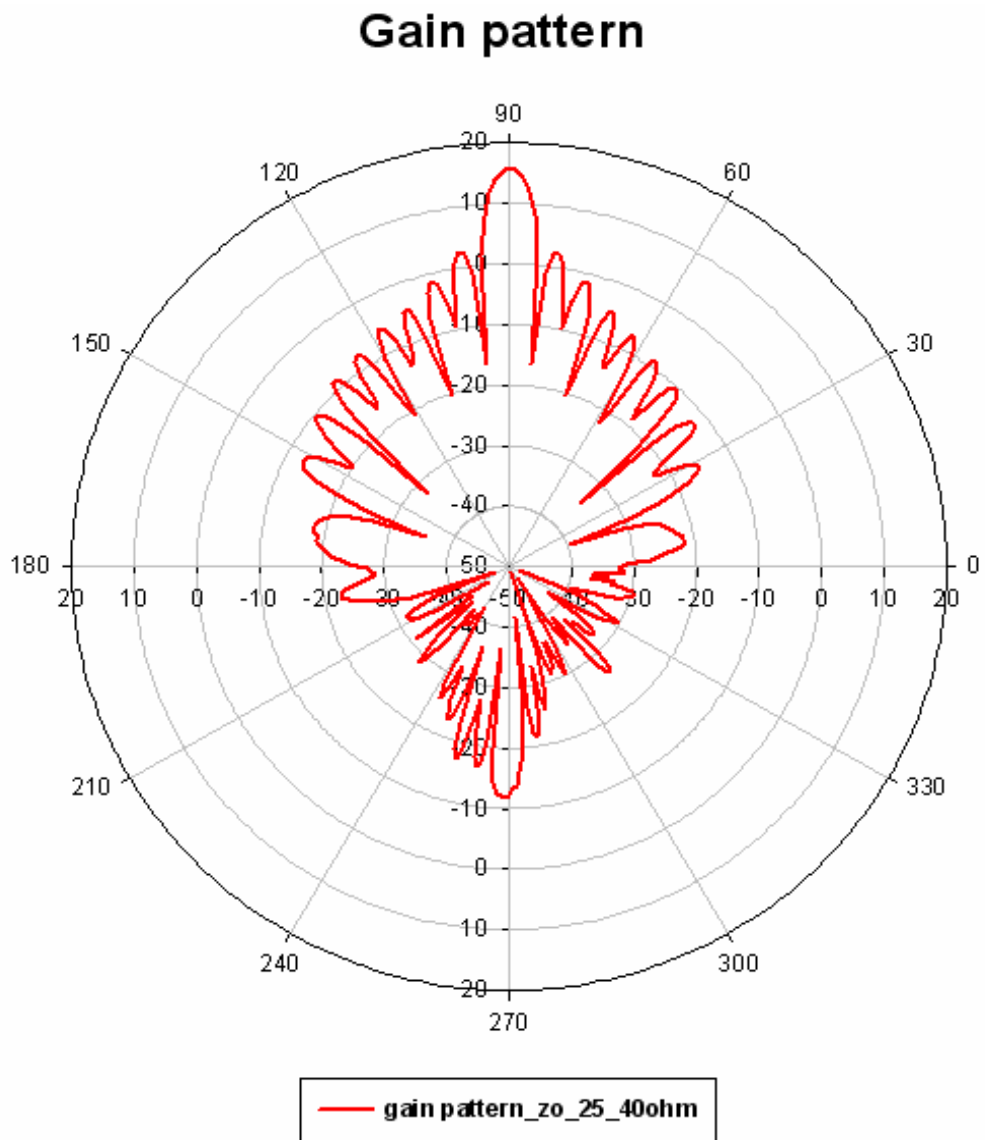


圖(4.4.1) 二段式饋入的陣列因子場型

## One element antenna pattern gain

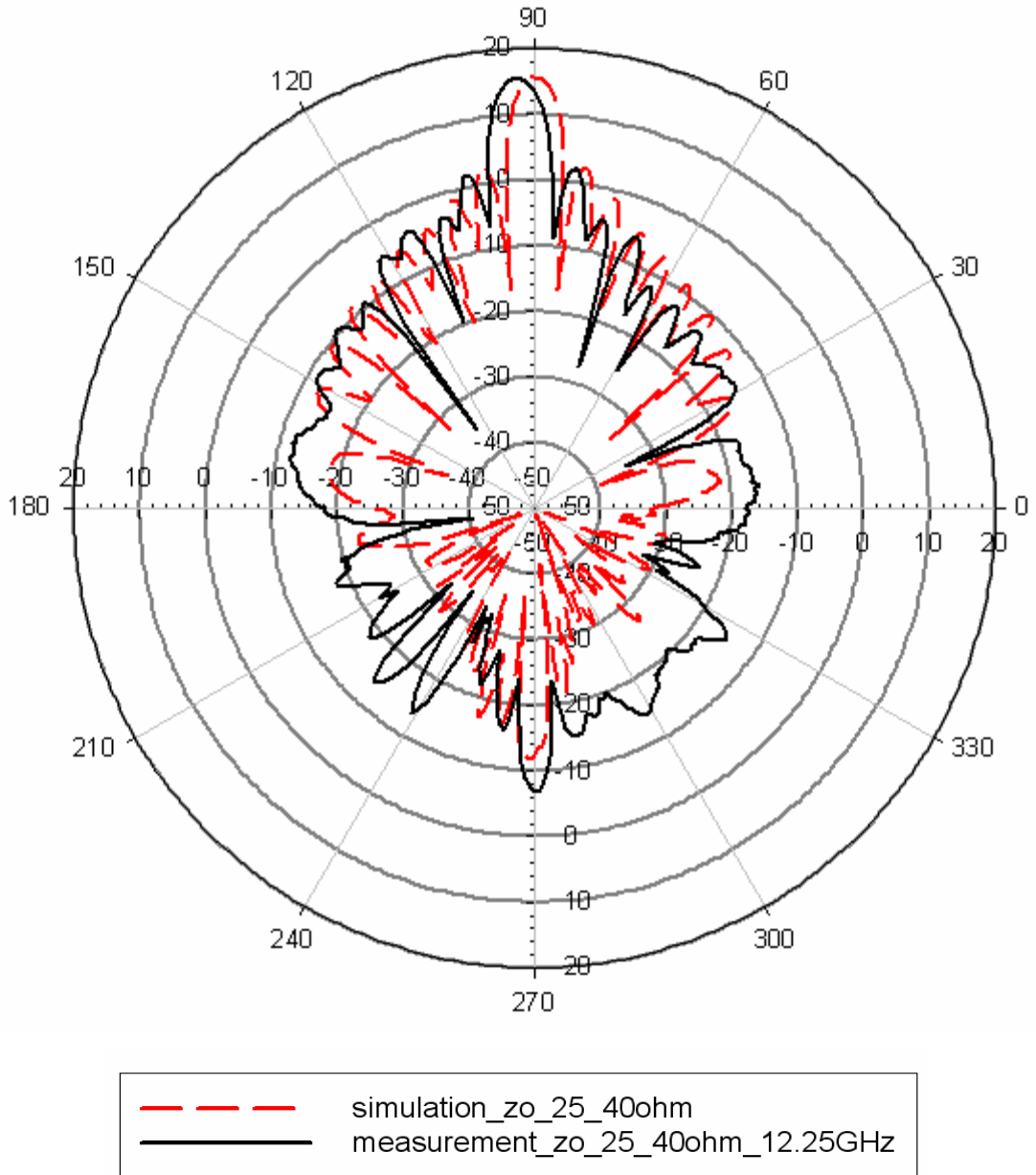


圖(4.4.2) 量測 12.5GHz 單一天線的場型



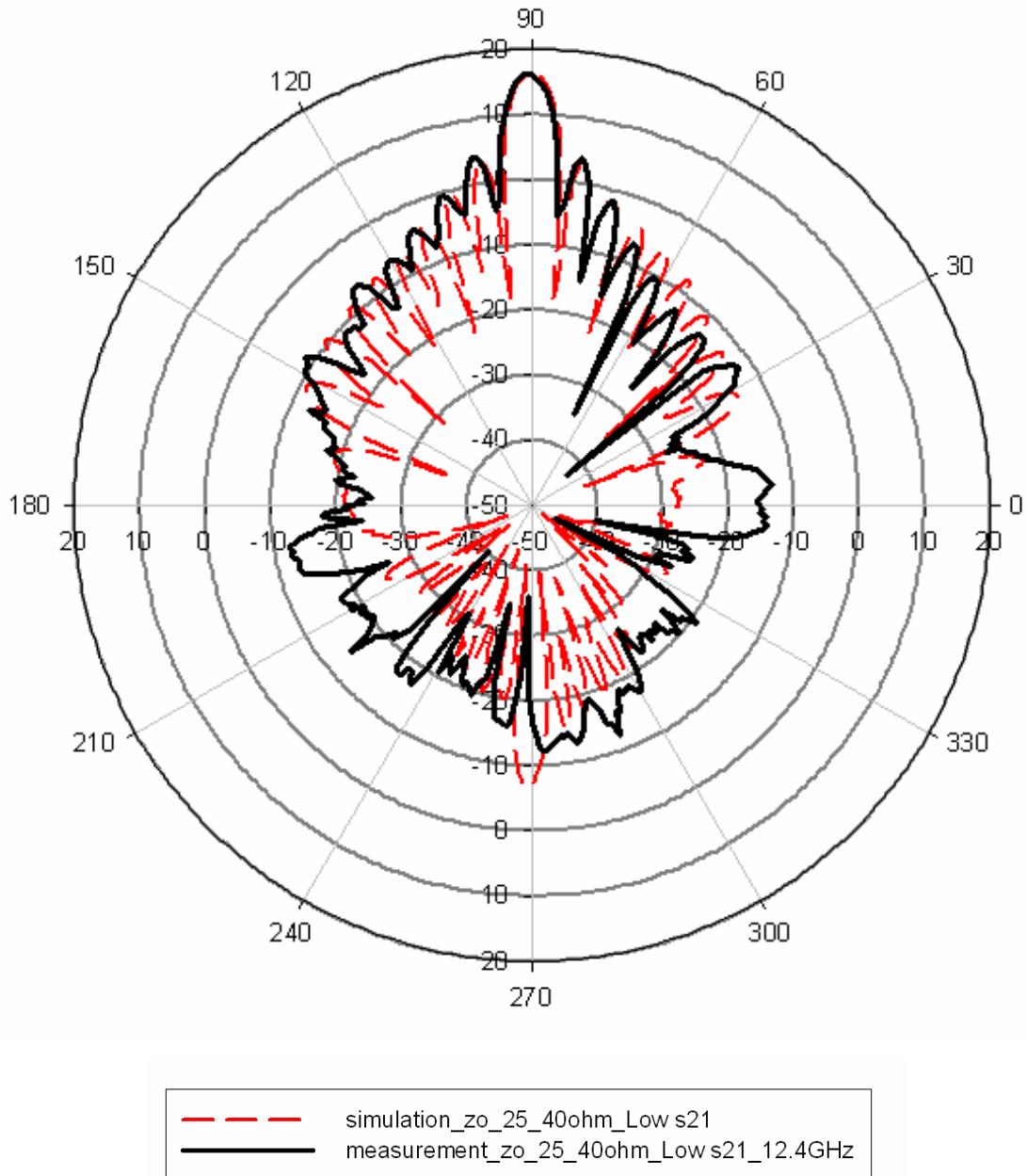
圖(4.4.3) 二段式饋入天線模擬的場型

### 25ohm & 40ohm 16e type

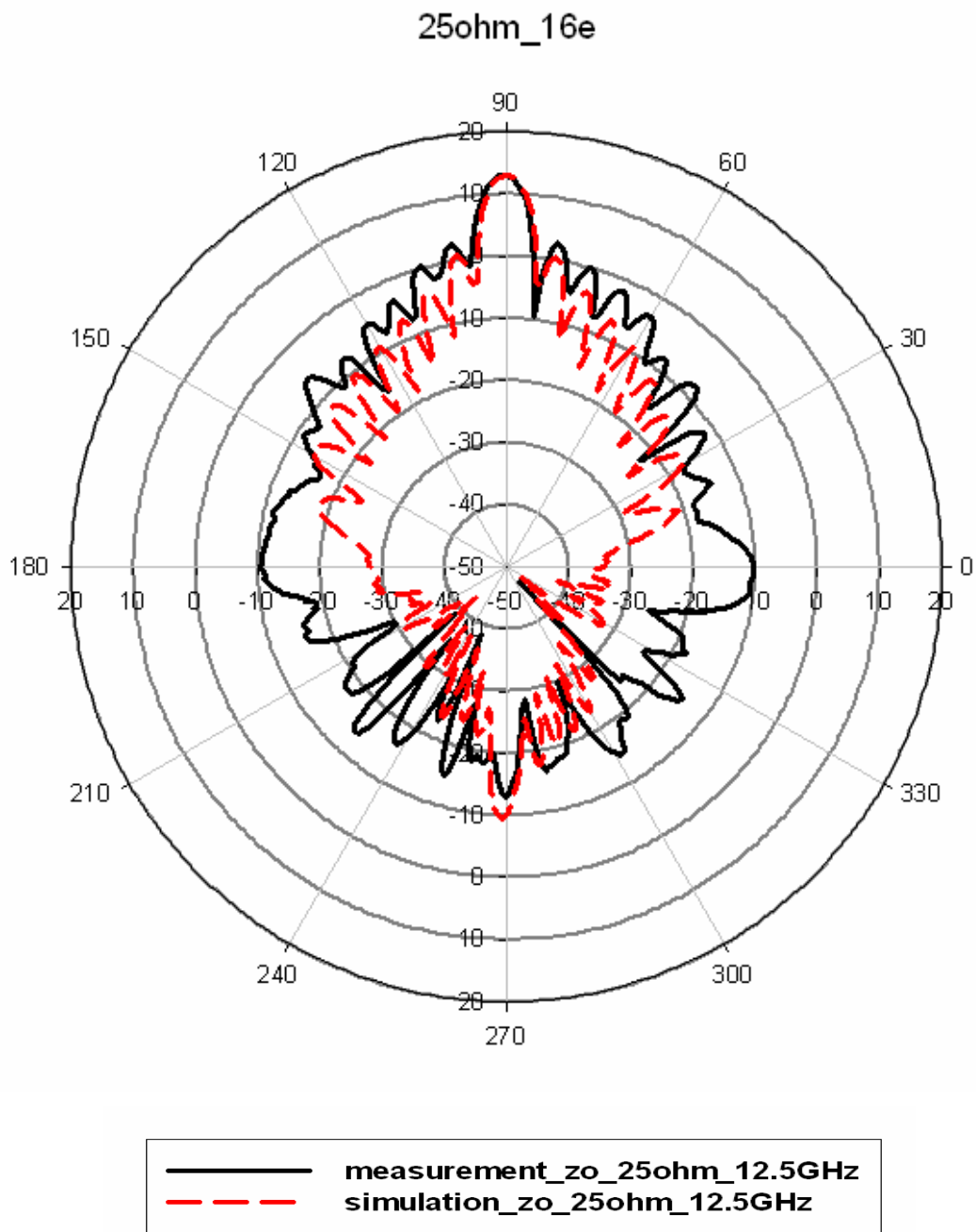


圖(4.4.4) 二段式饋入天線模擬和量測場型比較

25ohm & 40ohm 16e Low S21 type

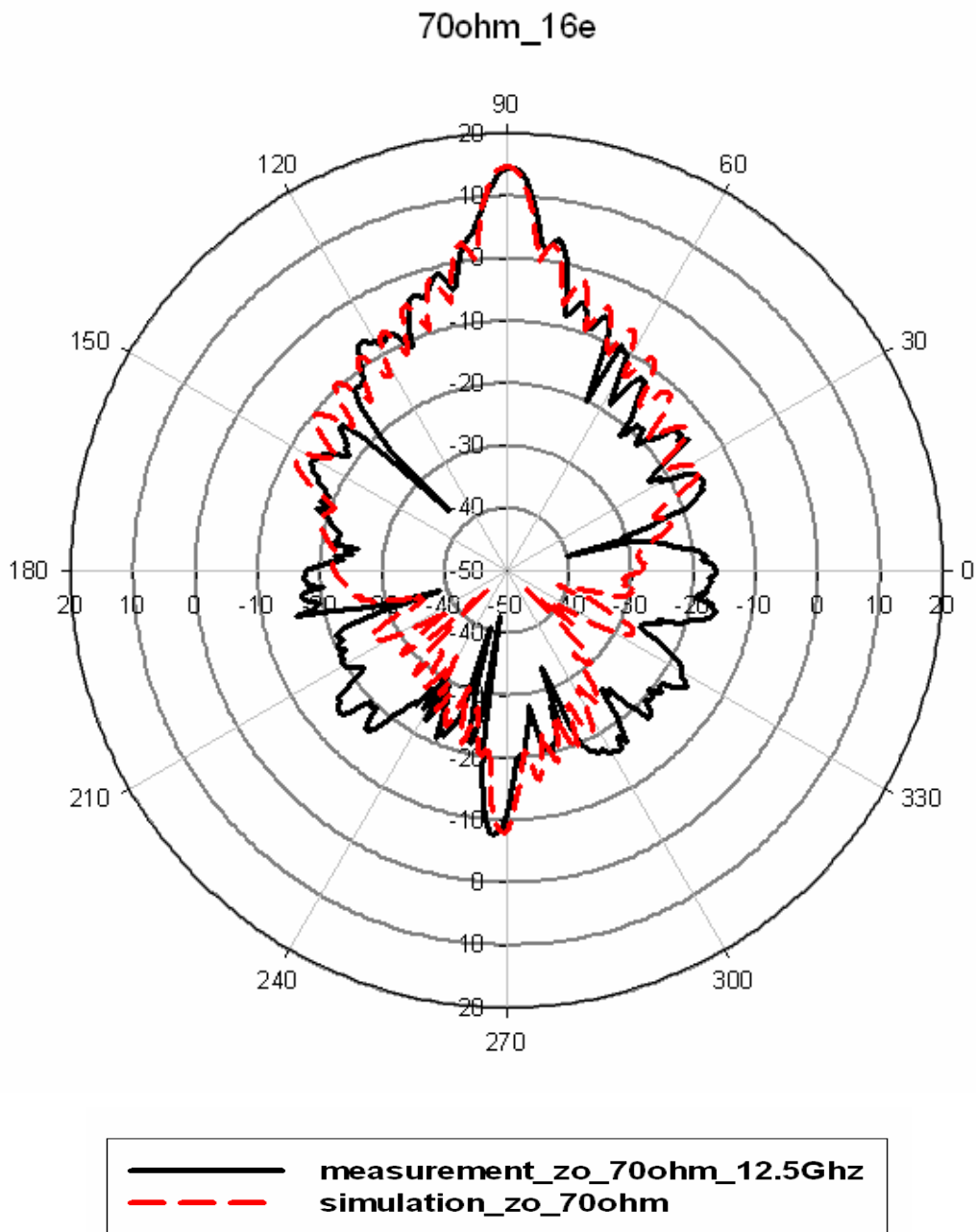


圖(4.4.5) 二段式饋入天線調整負載匹配模擬和量測場型比較

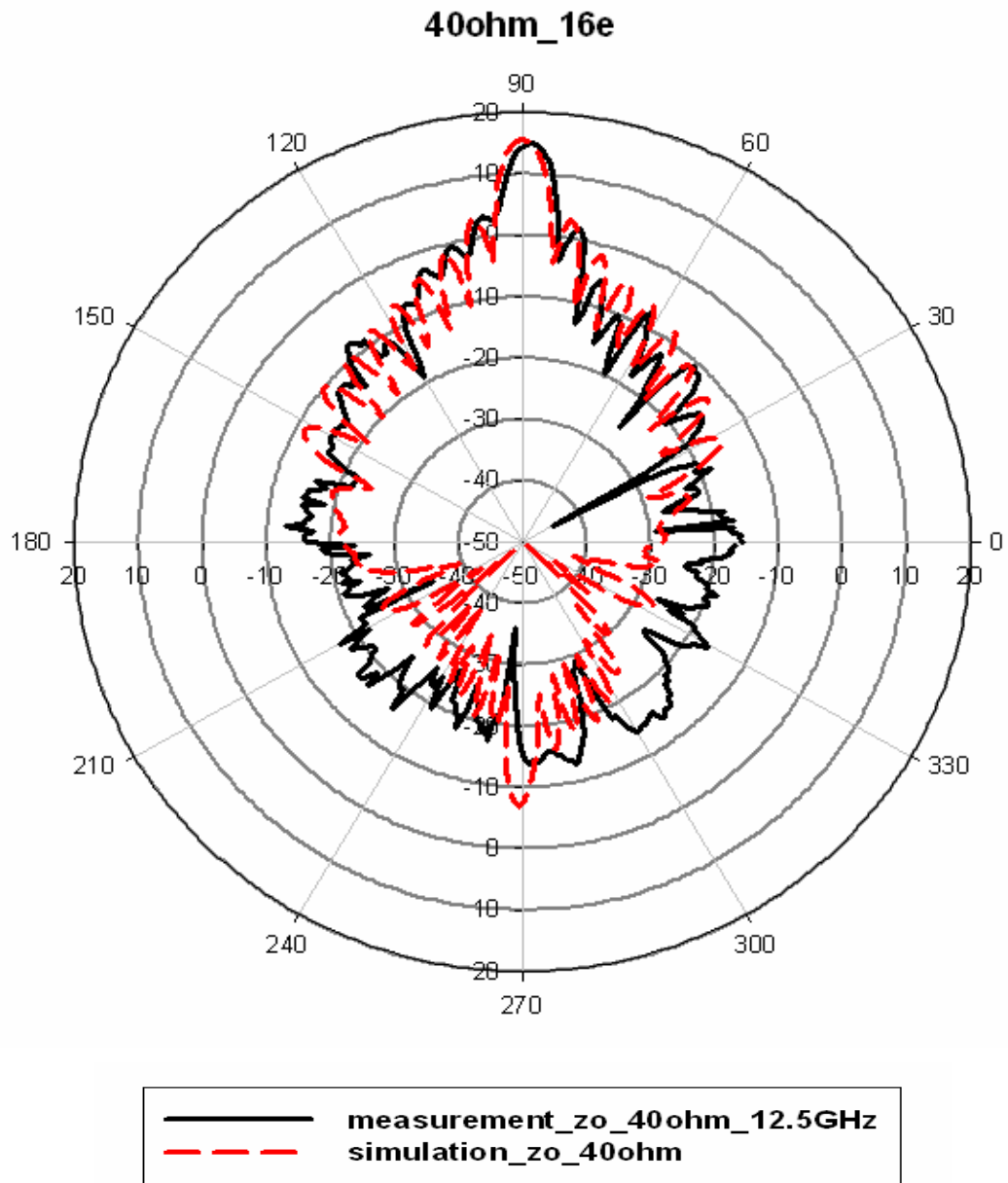


圖(4.4.6) 一段式 25 歐姆饋入天線模擬和量測場型比較





圖(4.4.7) 一段式 70 歐姆饋入天線模擬和量測場型比較



圖(4.4.8) 一段式 40 歐姆饋入天線模擬和量測場型比較

## 總結

在製作這次的天線中，二段式的結構，讓增益提高了，25 歐姆和 40 歐姆的線寬差異不大，若使用 25 和 70 的線寬，連接的地方利用四分之一波長的轉換器，但線寬差異太大，不連續面的相位更不易掌握，使得量出來的場型很差，因而不使用，本人也嘗試過三段式的結構(25 歐姆、40 歐姆和 70 歐姆)，也是遇到相同的問題。由於是手工的方式將天線製作出來，花了很長的時間來確定傳輸的長度是否為一個波長，都是利用實驗的方式得到數據，從中確認尺寸，得到了很多保貴的經驗，也無形中學會了獨立思考解決問題的方法，這是在本次論文中，難得的收穫。



## 參考資料

- [1]天線理論講義 交通大學電信系 鍾世忠教授
- [2]Girish Kumar and K.P.Ray,"Broadband Microstrip Antennas", Artech House.
- [3]Robert A. Sainati, "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House.
- [4]Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele "Antenna Theory and Design" Second Edition, Wiley
- [5]Richard C.Johnson,"Antenna Engineering Handbook" Third Edition, McGraw- Hill, Inc.
- [6]R.C. Hansen,ED. ,Microwave Scanning Antennas, Vol.2 Array Theory and Practice, Academic Press, New York, 1996, pp.23-29
- [7]S. A. Schelkunoff, "A Mathematical Theory of Lineary Array,"Bell Syst. Tech. J.,Vol. 22,pp.80-107, Jan. 1943
- [8]D. Kelley and W. Stutzman, "Array Antenna Pattern Modeling Methods That Include Mutual Coupling Effect, "IEEE Trans. Ant. Prop., Vol.41, pp.1625-1632, Dec.1993
- [9]E. Brookner, Ed.,Practical Phased-Array Antenna System, Artech House, Boston, 1991,Chap.1

## 自 傳

我從小我生長在小康的家庭中，我在家中排行老么，哥哥姊姊都已結婚，父母親管教方式開明，使我在後天的學習上成熟很多，尤其是在服自願役軍官時，體驗了不同的生活方式，迎合各種長官的要求，磨鍊心智，會體另一種生活，在即將退伍的前夕，利用時間準備考試，退伍後順利考上台北科技大學，在學校對於高頻的設計很有興趣，但深感學不專精，在偶然的機會，就試著報考交通大學的在職專班，感謝北科的教授，能讓我如願的考上。

由於半工半讀的方式，在北科已經歷過三年的時間，有時念書心有餘而力不足，考上了交大後就不想在這麼累，就辭去了工作，專心念書，目前在交通大學電信所就讀，在交大這二年中，要感謝指導教授提供了這麼好的環境給我們使用，同學們在互相討論中得到了保貴的經驗、也進而培養了深厚的友誼，在未來中是不可多得的智慧保庫。

我所修的課程都與高頻的電路設計有關，也學了許多的高頻的 EM 模擬軟體，而畢業論文是做有關陣列天線的研究及設計，在設計中還好有學長的幫忙，能讓我更快的進入狀況，我設計有二種的陣列天線，都是使用串列饋入的方式，工作頻率為 10GHz 和 12.5GHz，應用於測速雷達和衛星接收器。

我有將近三年的工作經驗，之前的公司是做通信儀器的代理公司，我是配合的技術資訊人員。而第一份工作是研發小家電產品控制板的設計，設計佈線到樣品製作，導入生產線等，在之前的公司學到了不少的東西，實為感謝，對於未來幾年，想在工作上有所發展。