

第一章 序論

(Introduction)

1.1 動機與目的

在 1979 年，W. Menzel 提出洩漏波天線的想法[1]。1986 年，Oliner 教授及 Lee 博士推導出洩漏波的橫向共振特性及輻射範圍的判定，使得我們可以更有系統去設計洩漏波天線[2]。

因為傳輸線上洩漏波高階模的特性，所以它的頻寬會比一般諧振天線像貼片天線(patch antenna)、偶極天線(dipole antenna)寬。也因為洩漏波天線的製作上的簡單性，使它們非常適合應用在毫米波的頻段。洩漏波天線可以有不同的應用，例如它們具有掃頻(frequency-scanning)的特性，即天線的主波束會隨頻率有不同角度的改變[3]，點對點高增益(point-to-point high gain)天線[4]，將天線整合振盪器做成主動天線[5]，還有多波束(multi-beam)的天線[6]-[7]。

洩漏波天線的頻寬主要受到我們基板的介電係數影響，如果介電係數等於一，洩漏波的頻寬可以完全的呈現出來，但是一般傳統的微波基板的介電係數不是等於一，所以會限制了洩漏波天線的頻寬。為了激發洩漏波的高階模，我們可以使用各種不同的饋入結構來達成[8]-[9]，在本論文中我們使用平衡轉非平衡轉換器來激發第一高階模洩漏波。而一般要激發洩漏波天線困難的地方在於必須針對不同的模態去設計一個適合的饋入結構並達到阻抗匹配。

本論文主要是設計一操作在 60GHz 的單一導體帶第一高階模洩漏波天線，由於在此頻率下 CPW-CPS 的激發電路線寬太窄會有實作上的困難，因此我們使用微帶線和槽線作一平衡轉非平衡轉換器當激發電路。接著再以此洩漏波天線當陣列元素作 1x4 及 1x8 共平面天線以增加天線的增益直，且為了減少陣列元素間的耦合效應，我們也將設計 1x4 及 1x8 正反向陣列作改善。

1.2 章節介紹

本論文第二章介紹 60GHz 單一導體帶第一高階模洩漏波天線，內容包括：平衡轉非平衡轉換器激發電路的設計，洩漏波天線的模擬及實驗量測。第三章主要介紹 60GHz 單一導體帶第一高接模洩漏波天線陣列，內容包括：1x4 和 1x8 共平面 (coplanar) 及正反向 (antipodal) 陣列的饋入電路設計，洩漏波陣列的模擬和實驗量測結果。最後，第四章則對本論文中對 60GHz 洩漏波天線的設計及實驗量測所遭遇到的困難作結論。



第二章 單一導體帶第一高階模洩漏波天線

(Single Conductor Strip First Higher Order Mode Leaky Wave Antenna)

2.1 前言

所謂的單一導體帶洩漏波天線，意指沒有金屬在天線下方，有別於微帶洩漏波天線有金屬在天線下方[10]。單一導體帶狀天線由 xz 平面為中心其電流分部可以分成奇模或者偶模，奇模可以等效成有一完全電牆(perfect electric wall)在帶狀天線中央，而偶模則是等效成一完全磁牆(perfect magnetic wall)在帶狀天線中央。圖 2-2 中所示為第一高階模電流分佈圖，在縱向 x 方向，左右邊緣的電流相位差 180 度，為一奇模，而依其電流分佈特性可推知第一高階模的遠場輻射場型應有一根主波束。再由以上的電流分佈特性，我們可以設計一平衡轉非平衡轉換器以激發第一高階模。

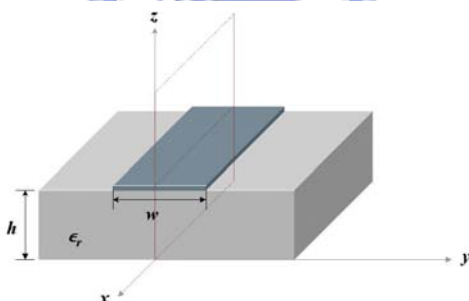
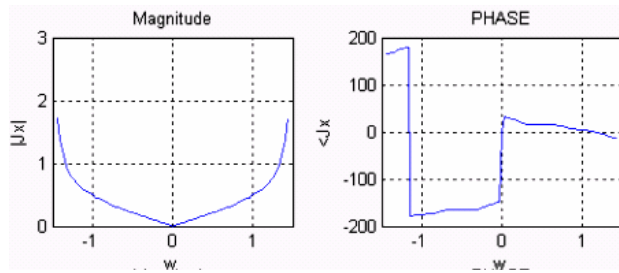


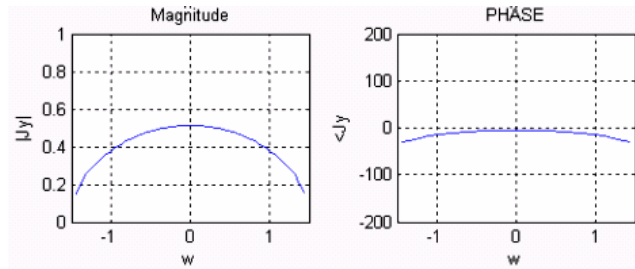
圖 2-1：單一導體帶狀天線結構圖

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。以圖 2-3 所示為例子，帶狀線上正規化的傳播常數特性曲線圖中相位常數 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大於衰減常數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。



(a) 縱向 x 方向電流



(b) 橫向 y 方向電流

圖 2-2：第一高階模電流分佈圖 ($W=3.2\text{mm}$ ， $h=0.127\text{mm}$ ， $\epsilon_r=2.2$)

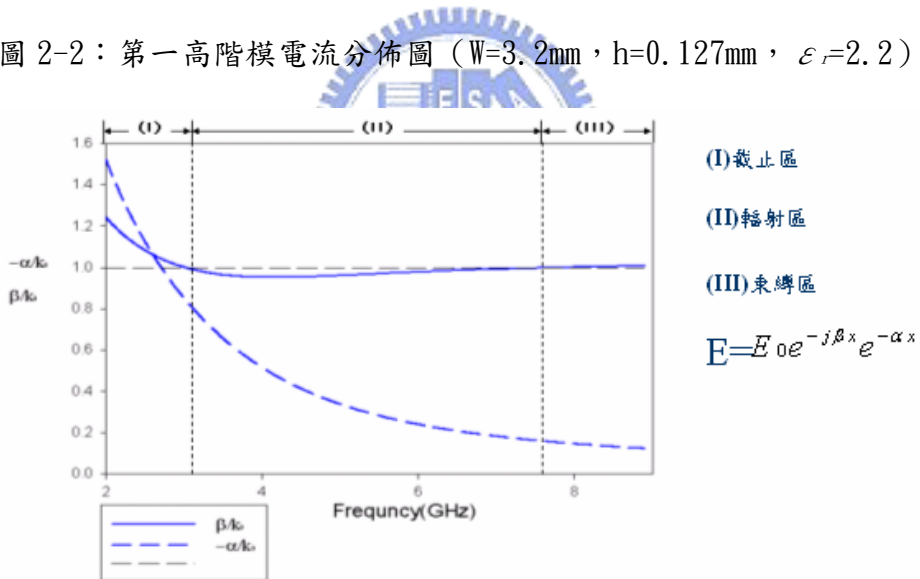


圖 2-3：正規化傳播常數特性曲線圖

2.2 第一高階模激發電路

在兩條微帶線間以一槽線使其連結在一起，如圖 2-4 (a) 所示，如此可在兩條微帶線上（與槽線耦合處）產生電場相位差差 180 度的結果[11]，這可由圖 2-4 (b) 上電場在兩平行微帶線與槽線上的分佈情形看出。這種結構在兩微帶線上產生的相差 180 度是和頻率無關的，因此可當作設計寬頻的平衡轉非平衡轉換

器的基本架構。

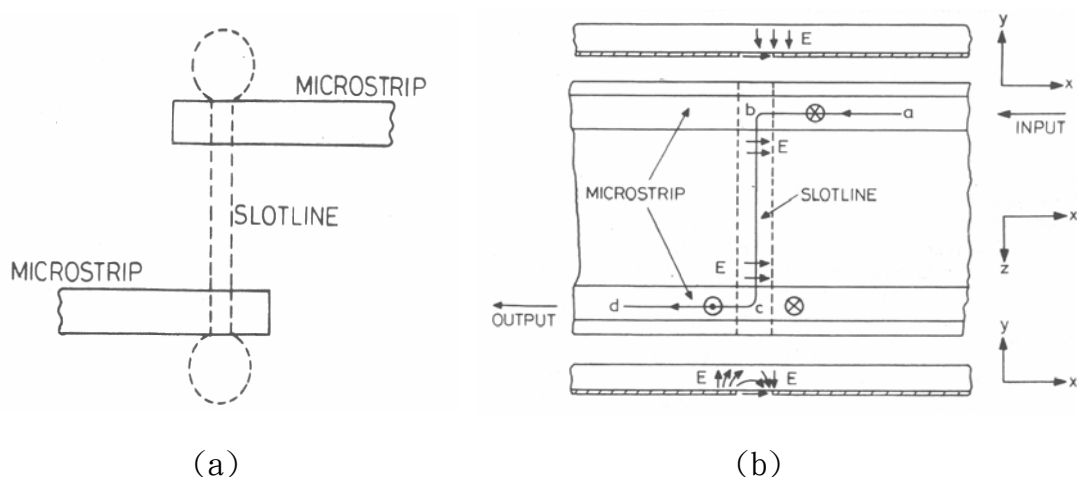


圖 2-4：兩平行微帶線藉由一槽線耦合 (a) 結構示意圖 (b) 電場分佈情形

在本論文中，吾人設計一操作在 60GHz 的對稱式平衡轉非平衡轉換器，如圖 2-5 所示，非平衡的阻抗 50 歐姆輸入端經過一槽線後，把能量等量耦合到阻抗 50 歐姆的兩輸出端，並且由於此轉換器的輸出端的微帶線在槽線耦合處的走向相反，使得兩輸出端的電場反相。值得注意的是，左右輸出端的微帶線經過的路徑長度必須相等，以免造成相差失真。

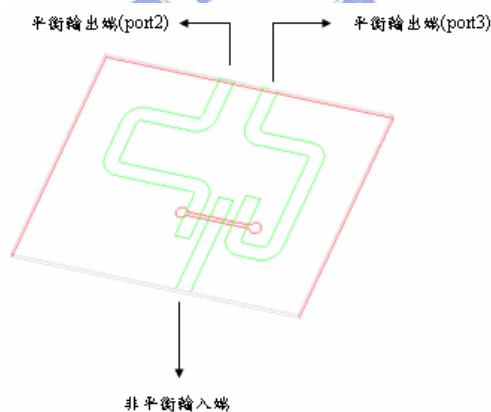


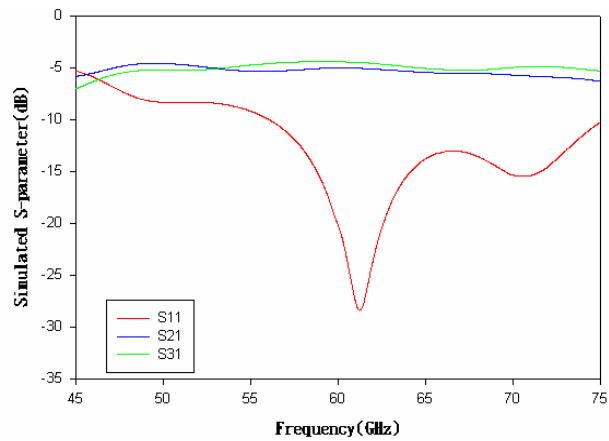
圖2-5：平衡轉非平衡轉換器結構圖

使用基板為 duroid5880 微波基板，其模擬基板與幾何結構參數列於下表表一。圖 2-6 (a)，圖 2-6 (b) 為模擬的 S 參數和平衡輸出端 (port2 / port3) 的相位差數據圖，此平衡轉非平衡轉換器，頻寬涵蓋 56GHz~75GHz，且其相位差都很準確地差 180 度 (誤差在百分之一內)，insertion loss 平均大約為 4.5dB，損耗功率約 30%。圖 2-7 為此電路在 60GHz 時的電流分佈圖，從電流圖

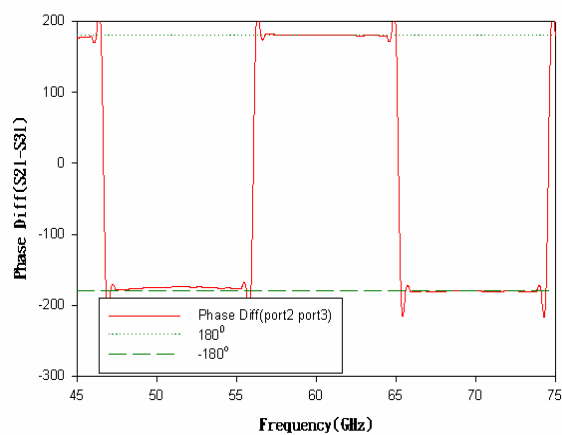
中可看出電流相差 180 度，因此可用此平衡轉非平衡轉換器當第一高階模的激發
 電路。

基板介電常數： 2.2
基板厚度： 0.127mm
非平衡輸入端微帶線寬度： 0.38mm
平衡輸出端微帶線寬度： 0.38mm
槽線長度： 1.62mm； 寬度： 0.1mm
槽線兩開路端圓形開口半徑： 0.15mm
微帶線和微帶線之間的間距： 0.24mm

表一：對稱式平衡轉非平衡轉換器之模擬基板參數與幾何結構參數



(a) S 參數模擬數值



(b) 相位差 (port2、port3) 模擬值

圖2-6：平衡轉非平衡轉換器的S參數及相位差模擬值

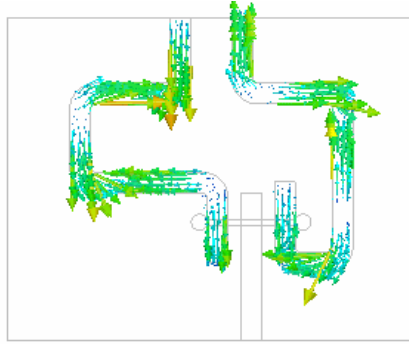


圖 2-7：平衡轉非平衡轉換器於 60GHz 時電流分佈

2.3 單一導體帶第一高階模洩漏波天線模擬及量測

單一導體帶第一高階模在 60GHz 擁有洩漏波輻射效應的線寬可從 1.9mm 到 4.4mm，為了和前面的激發結構達到阻抗匹配，吾人選擇線寬為 3.2mm 的單一導體帶，圖 2-8 是寬度為 3.2mm 的單一導體帶第一高階模從 45GHz 到 75GHz 正規化特性曲線。從正規化特性曲線可看出從 45GHz 到 72GHz 皆在輻射區內，且其 β/k_0 幾乎為 1，而從洩漏波的理論可知主波束的方向角度 $\theta \cong \cos^{-1}(\beta/k_0)$ ，所以單一導體帶第一高階模天線的主波束方向為 endfire。

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 0.127\text{mm} \quad \text{width} = 3.2\text{mm}$$

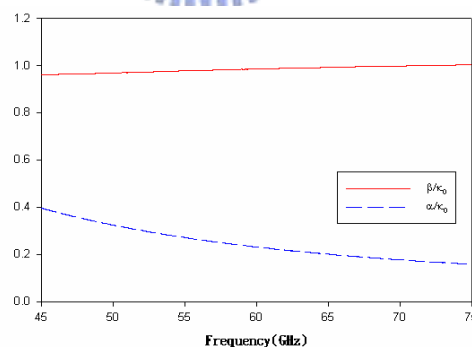


圖 2-8：寬度 3.2mm 單一導體帶第一高階模正規化特性曲線

一般來說，我們必須把饋入電路饋入到電流強度較大的位置（天線的左右邊緣），以期望可以容易激發出我們所需的模態，但從圖 2-2 的電流分佈可知，天線邊緣的阻抗最小可視為短路，且中間為最大可視為開路，而吾人使用的激發電路的輸出阻抗為 100 歐姆，所以為了達到較好的阻抗匹配，我們可以把饋入位置稍微往內移動 0.62mm，如圖 2-9 所示。天線的長度可用剩餘在天線末端功率 ($e^{-2\alpha L}$)

小於百分之十算出，本論文中的天線長度皆為 20mm 約 4 個波長。

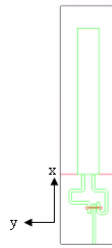


圖 2-9：單一導體帶狀第一高階模洩漏波天線結構圖

圖 2-12 為模擬和量測的反射損耗頻率響應圖，其頻寬從 55.5GHz 到 71GHz，可看出量測和模擬的結果不盡相同。因此吾人再量測微帶線的 S 參數，若接頭和微帶線間能達到完美匹配(perfect match)，則反射損耗(return loss)在量測頻帶中不會有太劇烈的變化，而從圖 2-11 可看出反射損耗有劇烈的變化，所以接頭和微帶線間沒有達到完美匹配，其原因有二：(1)量測接頭的磨損。

(2)圖 2-10 為安捷倫所提供的 11923A 1.0mm 接頭的手冊中提供的說明圖，由圖中可知要達到完美匹配，則接頭本身和電路之間必須有 0.03mm 的空隙，且必須使用錫固定，這也造成了實際量測上要達到完美匹配的困難。接頭和微帶線間無法完美匹配會造成天線和陣列的反射損耗量測結果和模擬結果之間的差異。而由顯微鏡下可發現，用雕刻機做出來的電路表面會有輕微的凹凸不平，且 duroid5880 微波基板為一軟板，使得電路難以維持在同一面上造成電路上多餘的相位差及天線陣列元素間不必要的位移，因此天線和陣列的製造誤差也會造成天線和陣列量測結果和模擬結果的差異。

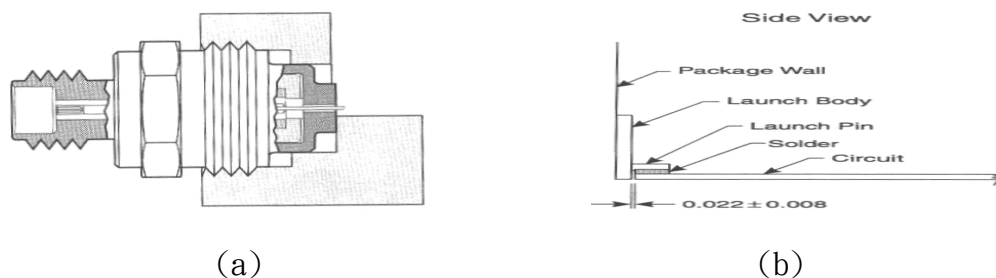


圖 2-10：11923A 1.0mm 接頭說明圖 (a)package wall 和 11923A 1.0mm launch 剖面圖(b)circuit mounting detail for perfect match

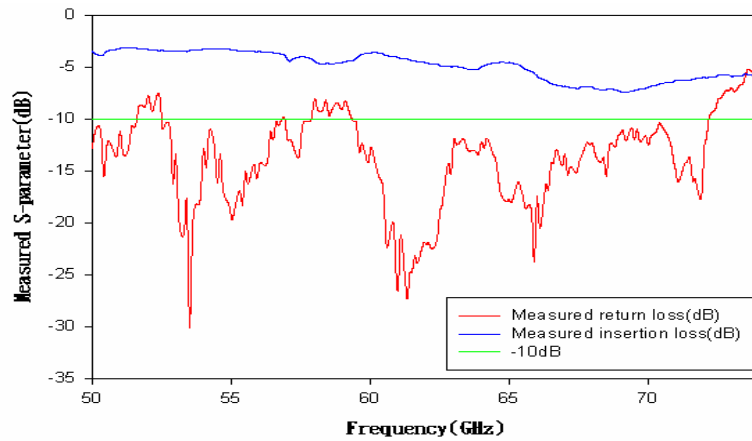


圖 2-11：長度 20mm 微帶線的 S 參數量測值

圖 2-14 至圖 2-16 為模擬的 60GHz，57GHz 和 65GHz 的輻射場型，可看出其主波束皆在 endfire 方向上並不隨著頻率改變，且最大增益值 (maximum gain)。

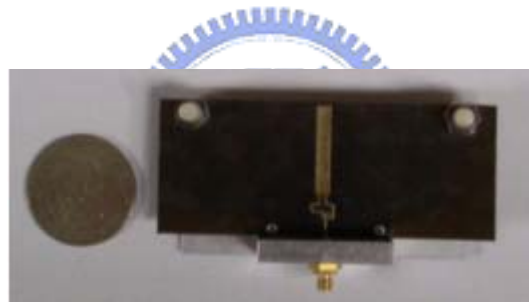


圖 2-12：單一導體帶狀第一高階模洩漏波天線實體圖

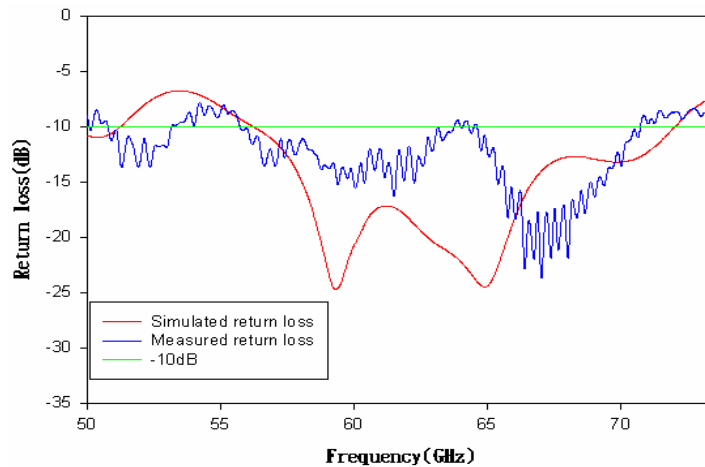
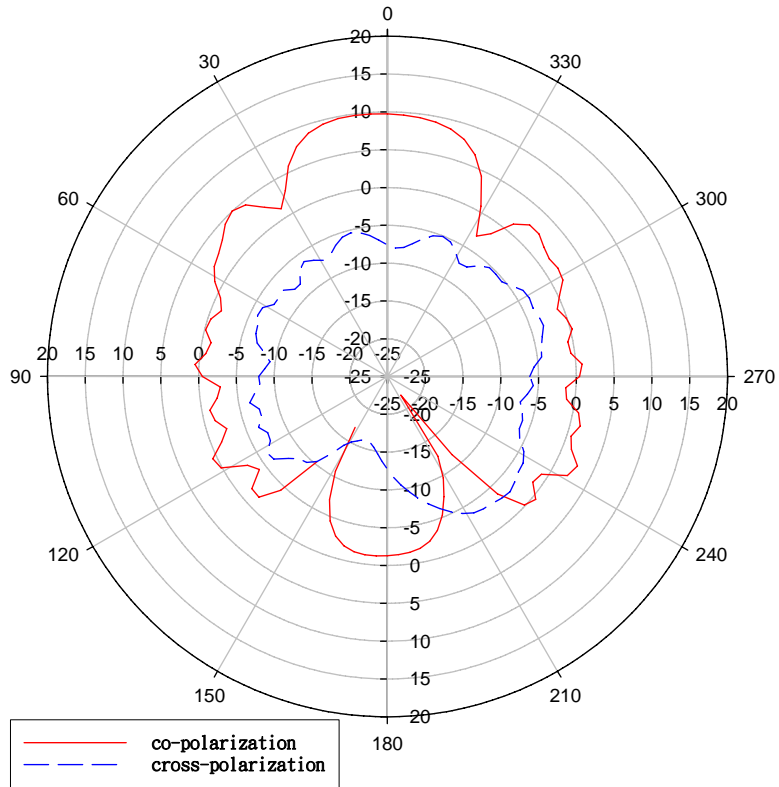
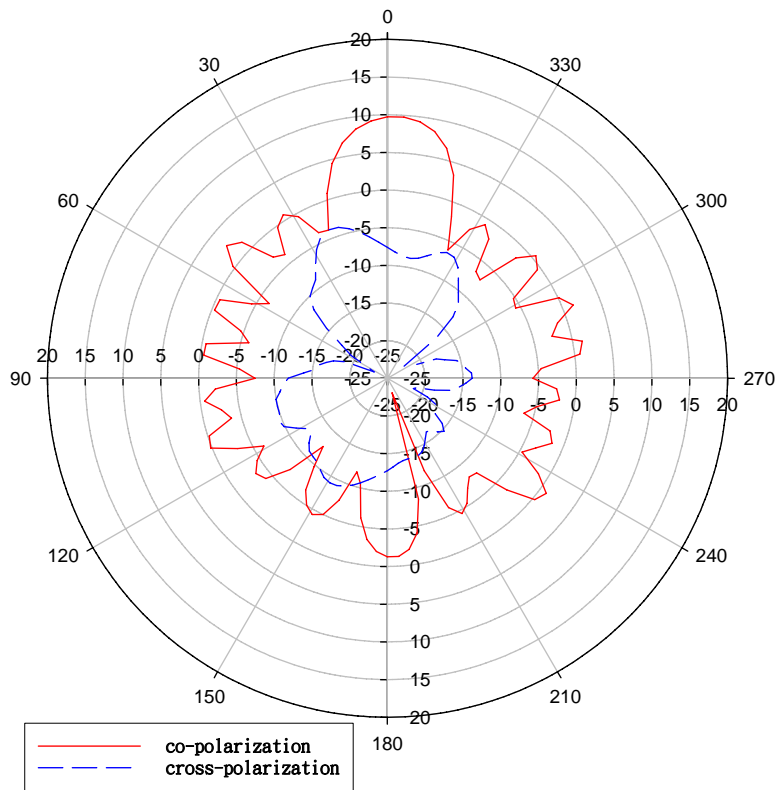


圖 2-13：單一導體帶第一高階模洩漏波天線的反射損耗模擬及量測值

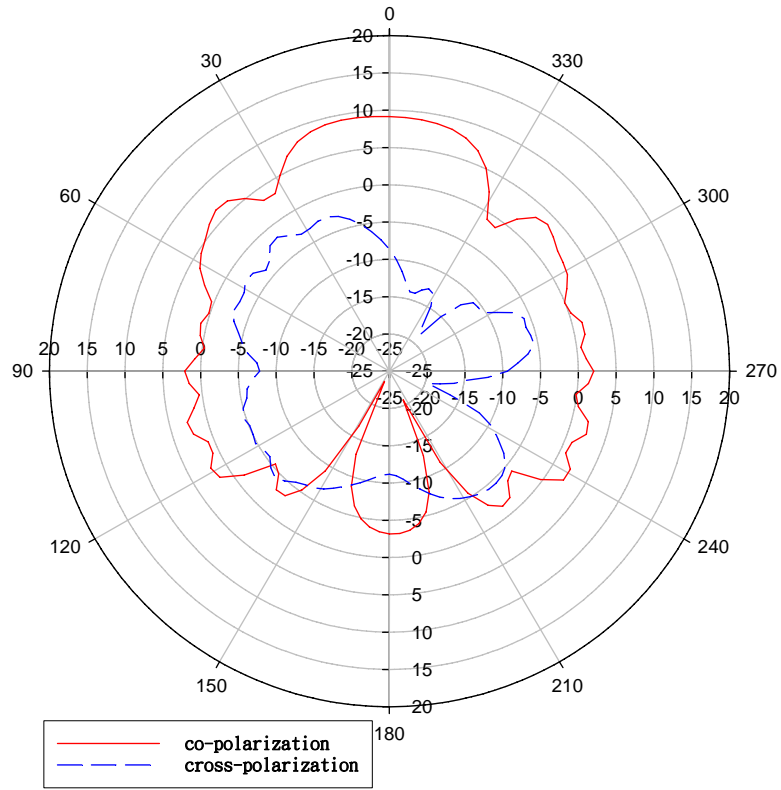


(a) H-plane (x-z plane)

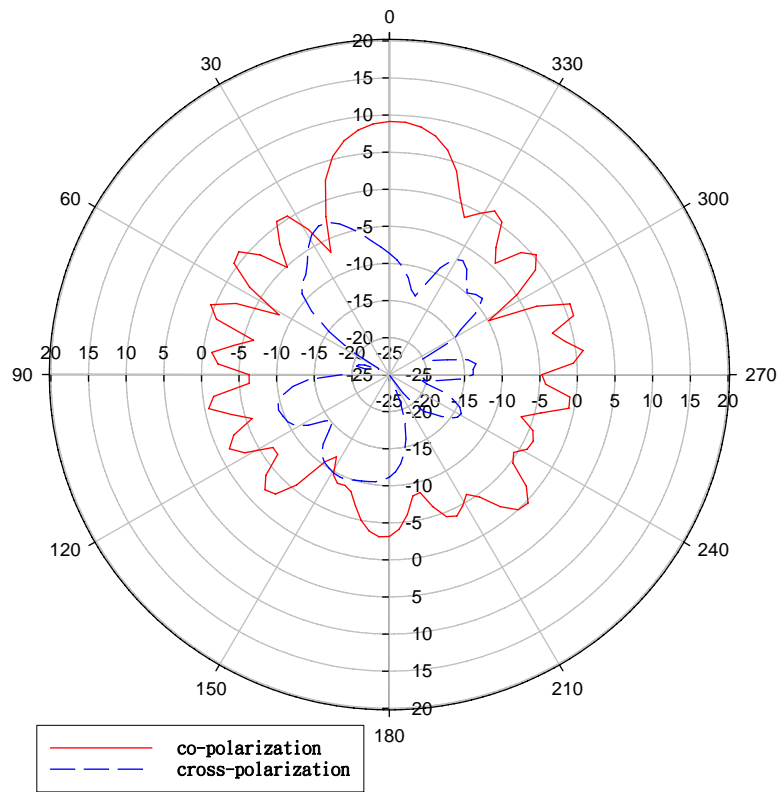


(b) E-plane (x-y plane)

圖 2-14：60GHz 洩漏波天線模擬輻射場型

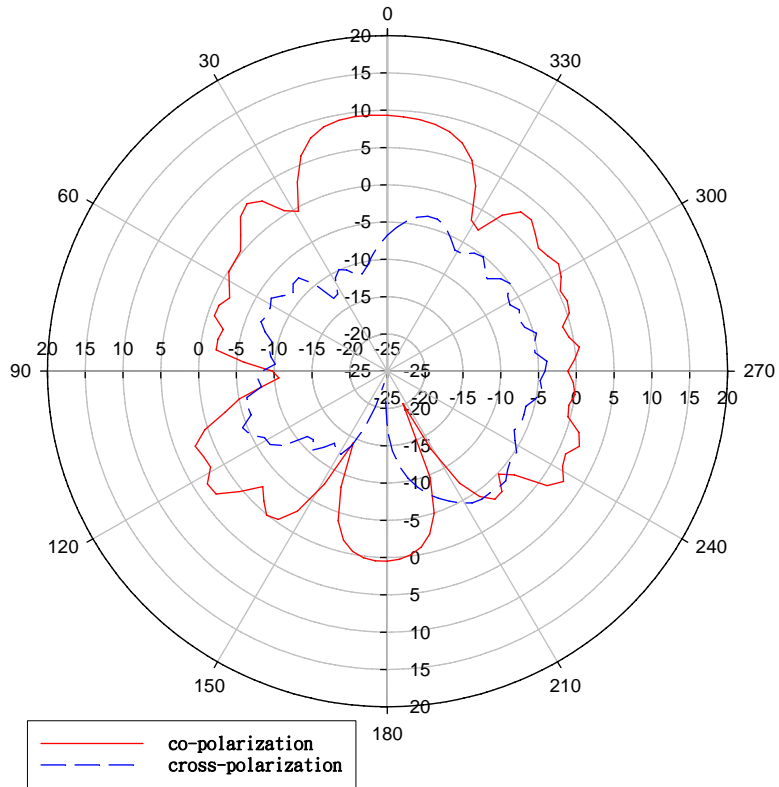


(a) H-plane (x-z plane)

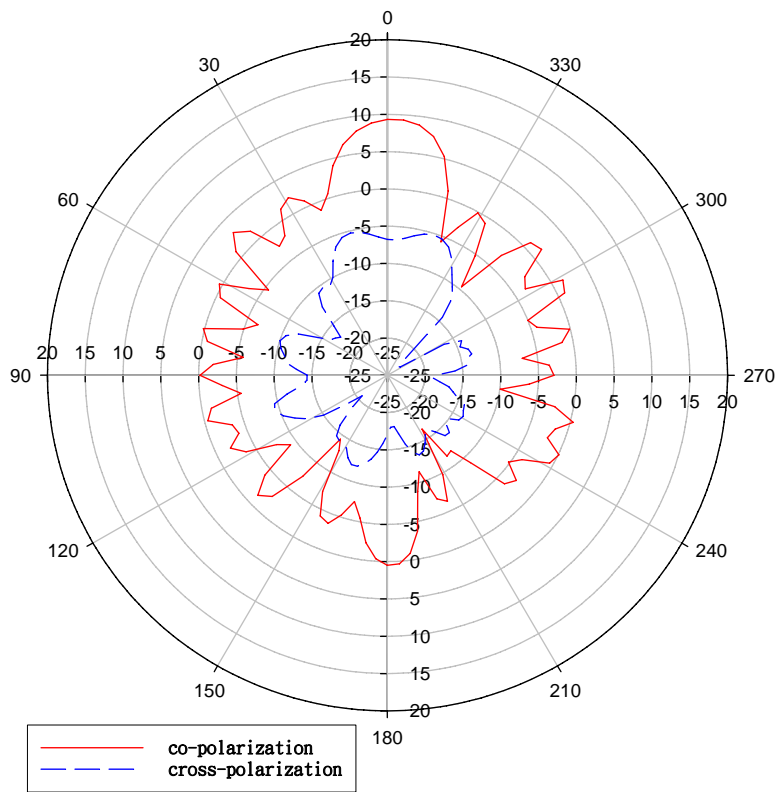


(b) E-plane (x-y plane)

圖 2-15：57GHz 洩漏波天線模擬輻射場型



(a) H-plane (x-z plane)



(b) E-plane (x-y plane)

圖 2-16：65GHz 洩漏波天線模擬輻射場型

由於沒有實驗設備量測 60GHz 的天線輻射場型，為了證明本論文中的天線可運作，我們以一操作在 60GHz 的串接饋入七個微帶天線陣列結構（微帶線天線陣列最大主波束的增益值為 14.5dBi，如圖 2-17）和單一導體帶第一高階模洩漏波天線作插入損耗（insertion loss）的比較，其方法如下所述：以一個波導管框架（waveguide frame）當接收器，使用 Agilent 8510C 的網路分析儀量測洩漏波天線在 endfire 方向上及微帶天線陣列在 brodside 方向上所量測到的插入損耗，待測天線和接收器相距 75mm，見圖 2-18。如圖 2-19 所示，串接饋入微帶天線陣列量測到的插入損耗最大值為-31dB，而單一導體帶第一高階模洩漏波天線在 60GHz 時量測到的插入損耗為-36dB，表示在相同的量測環境下串接饋入微帶天線陣列的插入損耗比第一高階模洩漏波天線的插入損耗還要大 5dB，亦即串接饋入微帶線天線陣列在主波束方向上的輻射功率相對於第一高階模洩漏波天線在主波束方向上的輻射功率還要大 5dB，和模擬所得的增益值差異 4.5dB 相比差異不大，且在 co-polarization 量測到的插入損耗比 cross-polarization 量測到的插入損耗還要大，因此雖然無法得知天線的絕對增益值，但仍可證明此天線在 60GHz 時可運作。

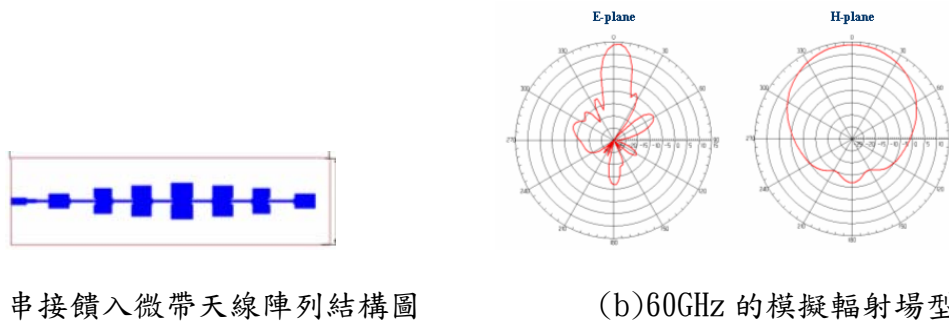


圖 2-17：串接饋入微帶天線陣列

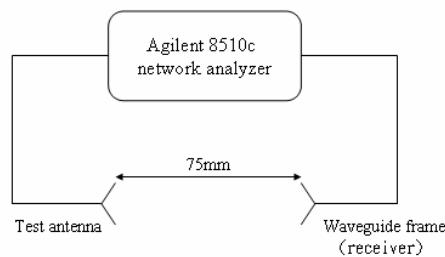


圖 2-18：量測環境示意圖

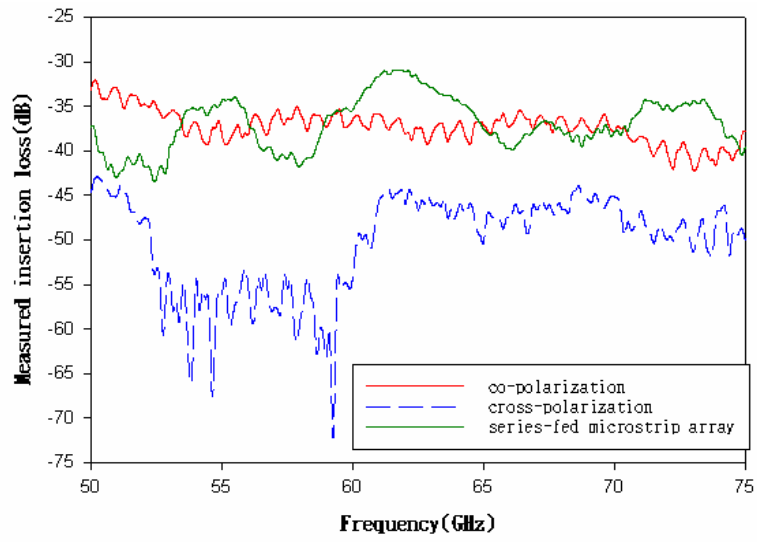


圖 2-19：單一導體帶第一高階模洩漏波天線的插入損耗量測值



第三章 單一導體帶狀第一高階模洩漏波天線陣列

(Single-Conductor Strip First Higher Order Mode Leaky Wave Antenna Array)

3.1 前言

設計天線陣列時，其天線間的距離和相位差，將會影響主波束的方向[12]。在本章節中，吾人設計天線陣列的主波束仍然必須維持在 endfire（此處所指的 endfire 以洩漏波天線為依規，並非表示陣列元素排列的方向）方向上，可由以下的陣列因子（array factor, AF）數學式，推算所需的天線間距和相位差：

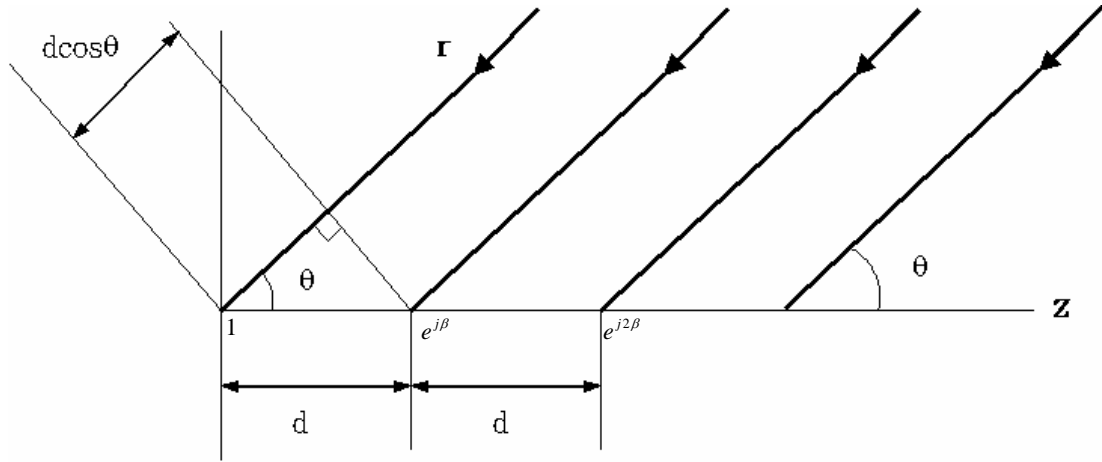


圖 3-1：線性陣列示意圖

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)}$$

將上式表示成

$$AF = \sum_1^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)}, \text{ 再令 } \psi = kd \cos \theta + \beta,$$

則陣列因子表示式為

$$AF = \sum_1^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2-1)$$

由於 (2-1) 仍然不夠簡潔，因此把 2-1 式等號的兩邊各乘上 $e^{j\psi}$ ，以化減之

$$(AF)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (2-2)$$

將 (2-2) 減 (2-1)，則

$$AF(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi})$$

再將上式寫成

$$\begin{aligned} AF &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \end{aligned}$$

假設我們把參考座標原點移到陣列結構的正中央，則上式可改成

$$AF = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2-3)$$

(2-3) 的最大值為 N ，把其正規化後，則正規化的陣列因子為

$$AF_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2-4)$$

由 (2-4) 可知，陣列因子為最大的條件為

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0$$

因此要讓主波束在 endfire 方向上 ($\theta = 90^\circ$)，則

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \Big|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0$$

由上式可知，要使主波束在 endfire(此處所指的 endfire 以洩漏波天線為依規，並非表示陣列元素排列的方向) 方向和天線之間的距離無關，且相位差 0 度，因此設計此天線陣列不需用到相位轉移器 (phase shifter)。

3.2 共平面天線陣列

3.2.1 1x4 及 1x8 共平面天線陣列饋入電路

一般而言，設計一 1x4 的天線陣列的饋入電路，通常都使用一分二的功率分向器串接兩級而成，因此輸出阻抗會高達 200 歐姆，但是由於 200 歐姆的微帶線寬不到 0.1mm 會造成實做的困難，所以吾人在第一級的功率分向器之後會先使用 71 歐姆的四分之波長阻抗轉換器匹配回阻抗為 50 歐姆的微帶線，再加上第二級的功率分向器，則即可設計出一 1x4 的天線陣列的饋入網路，如圖 3-2 所示。

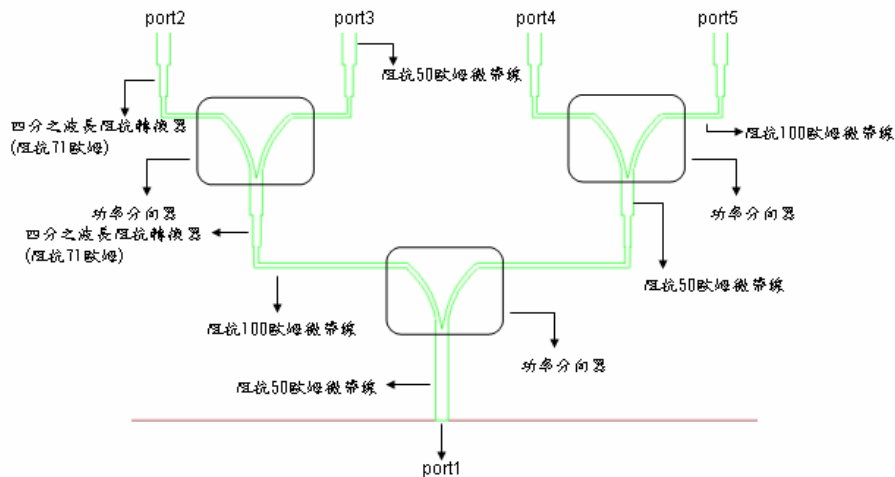


圖 3-2：1x4 共平面陣列天線饋入結構說明圖

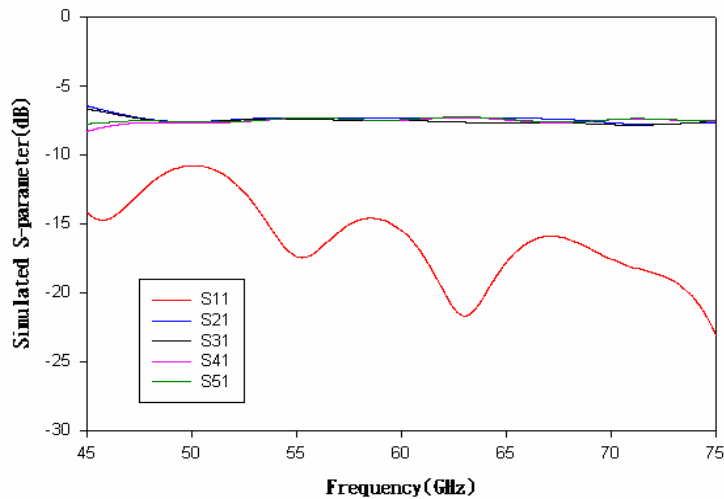


圖 3-3：1x4 共平面陣列饋入網路的 S 參數模擬值

從圖 3-3 的模擬結果可知，設計的饋入電路每個輸出端的插入損耗 (insertion loss) 約 7.5dB，所以此饋入電路損耗約 29%，由於未考慮金屬層厚度，所以模擬時的損耗只包含微波基板損耗和輻射損耗。

只需把 1x4 陣列天線饋入電路的輸出端再串接功率分向器，則即是一 1x8

陣列饋入電路，如圖 3-4 所示；1x8 共平面陣列的饋入電路在 60GHz 時其模擬各輸出端的插入損耗為 11.2dB，損耗約 39%。

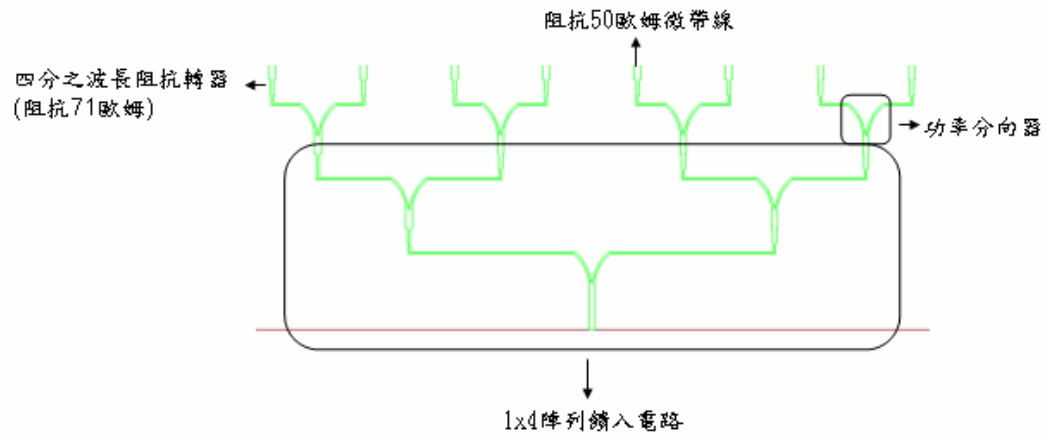
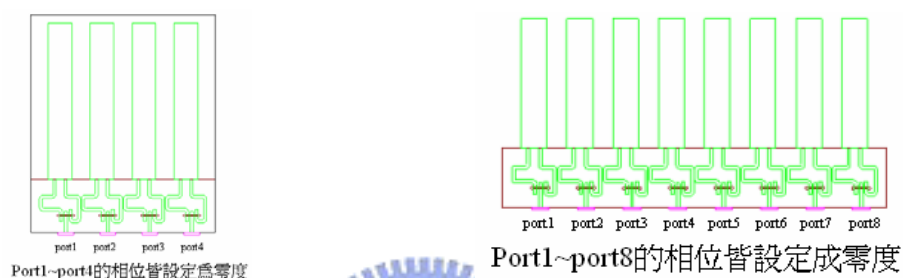


圖 3-4: 1x8 共平面陣列天線饋入結構說明圖



3.2.2 1x4 及 1x8 共平面洩漏波陣列模擬及量測

由天線陣列理論可知要使得 sidelobe 較小，必須使得天線之間的間距小於一波長，但受限於單一導體帶第一高階模的饋入電路，天線單元之間的間距將為 5.44mm。圖 3-8 和圖 3-9 是不考慮陣列饋入結構（模擬方式：給予每個陣列元素個別的輸入端且相位相等，見圖 3-5）時 1x4 及 1x8 共平面陣列的模擬輻射場型及增益值，其增益值在 14.6dBi 和 17dBi，比單一天線大了 4.6dBi 及 7dBi；理想上應該要大 6dBi 和 9dBi，會造成這現象主要是因為陣列元素間的耦合效應。



(a) 1x4 共平面陣列模擬結構圖

(b) 1x8 共平面陣列模擬結構圖

圖 3-5：共平面陣列模擬結構圖



圖 3-6：1x4 共平面洩漏波天線陣列實體圖

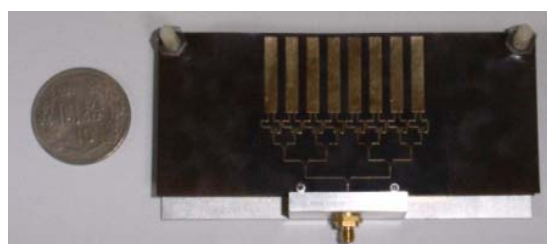
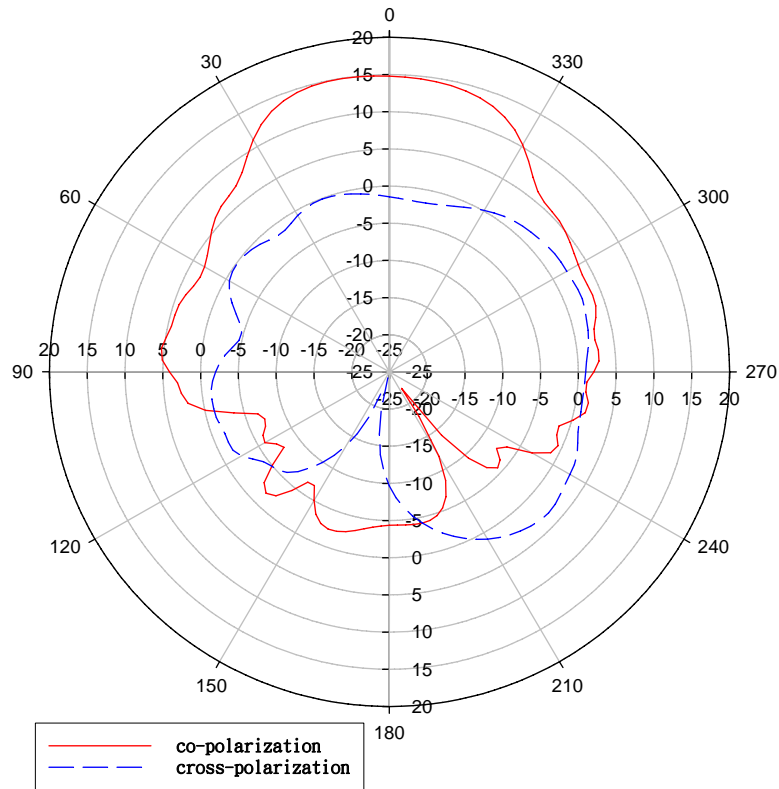
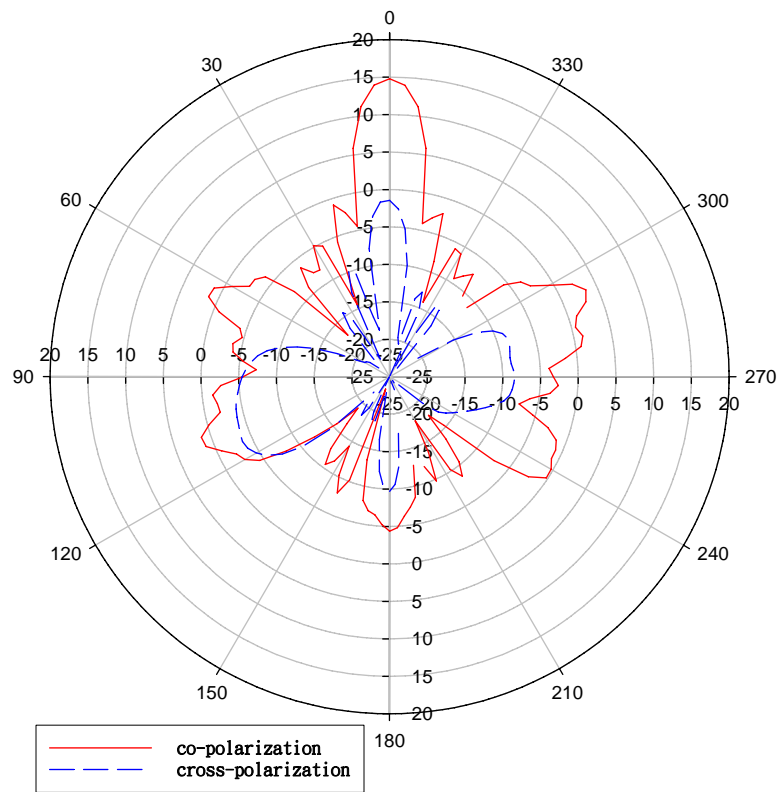


圖 3-7：1x8 共平面洩漏波天線陣列實體圖

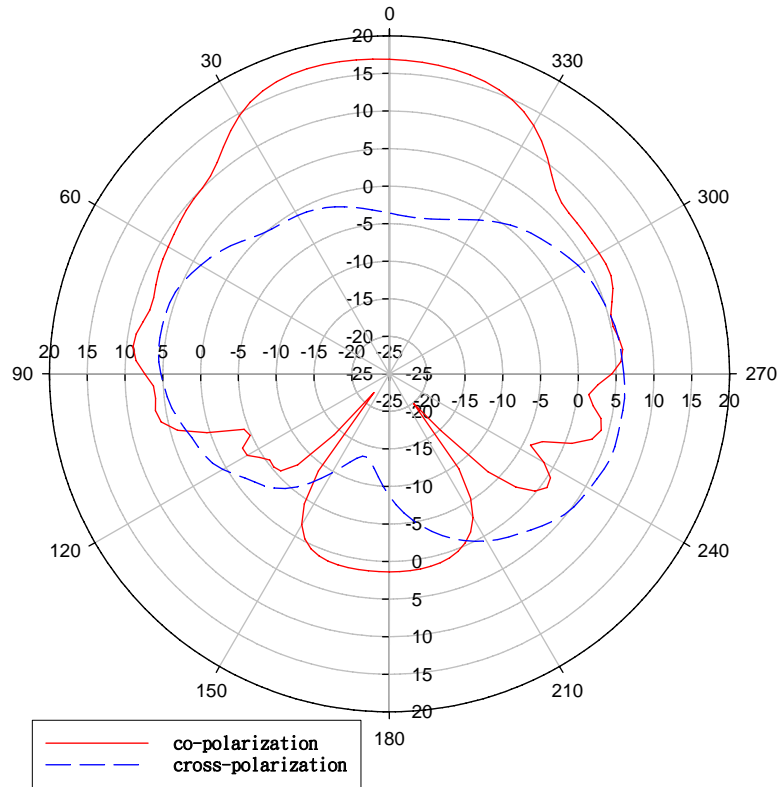


(a) H-plane (x-z plane)

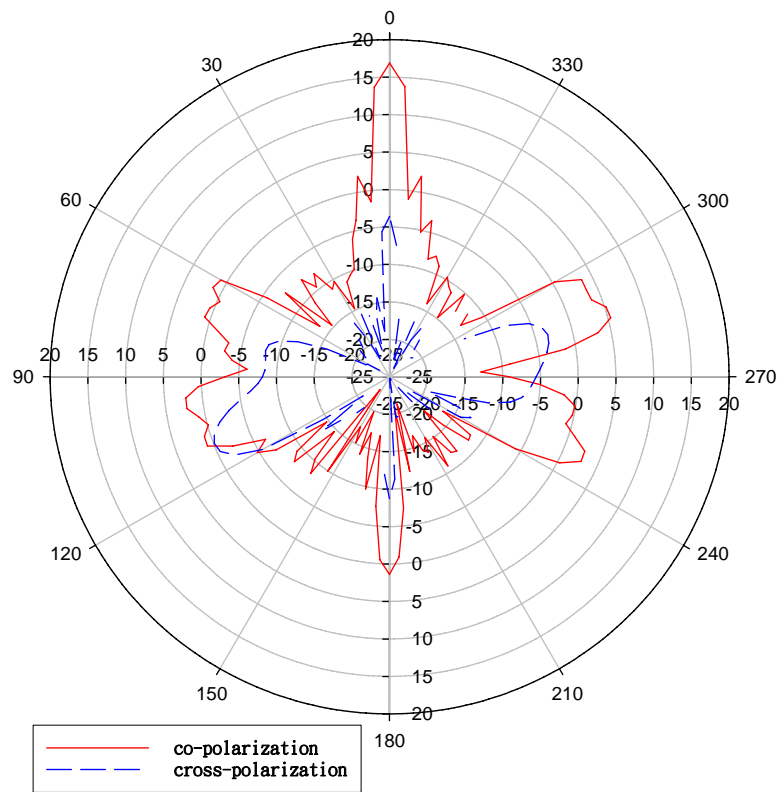


(b) E-plane (x-y plane)

圖 3-8 : 60GHz1x4 共平面洩漏波陣列模擬輻射場型



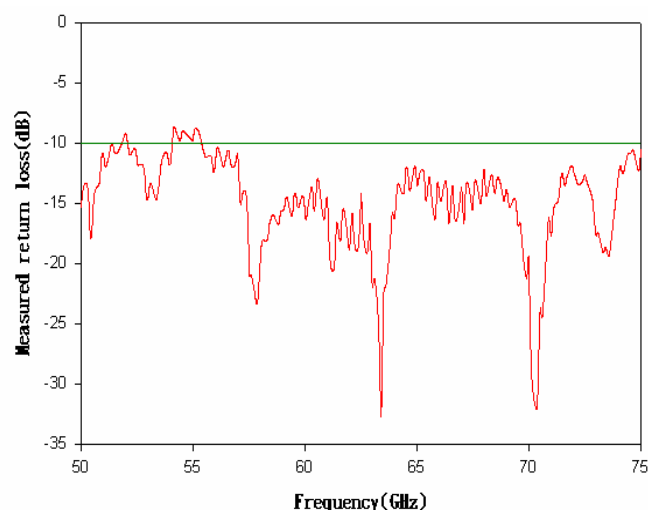
(a) H-plane (x-z plane)



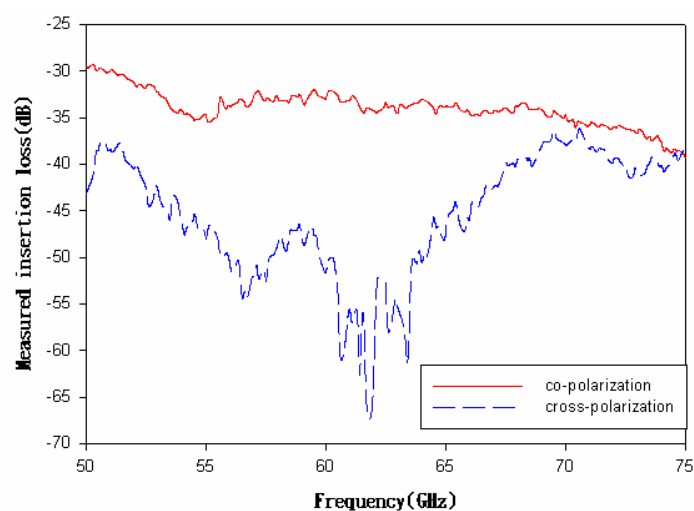
(b) E-plane (x-y plane)

圖 3-9 : 60GHz1x8 共平面洩漏波陣列模擬輻射場型

量測洩漏波陣列的方法和第二章相同，使用 8510C 的網路分析儀量測天線陣列在 endfire（此處所指的 endfire 以洩漏波天線為依規，並非表示陣列元素排列的方向）方向上的插入損耗且和單一導體帶第一高階模天線量測到的插入損耗比較大小。圖 3-10 (b) 和 3-11 (b) 為 1x4 及 1x8 共平面陣列量測到的插入損耗量測圖，從圖中可看出 1x4 及 1x8 共平面陣列在 60GHz 時的插入損耗比單一天線大 3dB (-33dB) 和 4.5dB (-31.5dB)，表示在相同量測環境下 1x4 及 1x8 共平面陣列在主波束方向上比單一天線輻射出的功率大了 3dB 和 4.5dB，比模擬所期望增加的值稍低是由於陣列饋入電路的損耗造成。

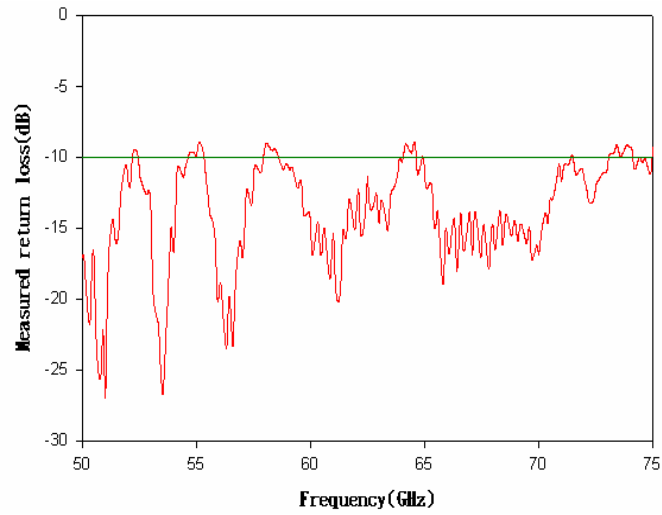


(a) 1x4 共平面洩漏波陣列的反射損耗量測值

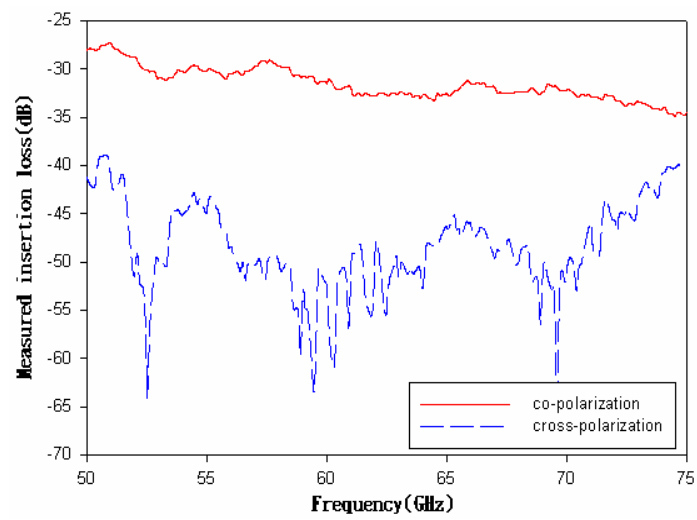


(b) 1x4 共平面洩漏波陣列的插入損耗量測值

圖 3-10：1x4 共平面單一導體帶第一高階模洩漏波陣列量測數據



(a) 1x8 共平面洩漏波天線陣列反射損耗量測值



(b) 1x8 共平面洩漏波陣列的插入損耗量測值

圖 3-11：1x8 共平面單一導體帶第一高階模洩漏波陣列量測數據

3.3 正反向天線陣列

有別於第三章所提出的共平面天線陣列，正反向天線陣列意味著天線並非在同一平面上，而是在微波基板的上下兩側[13]，如圖 3-12。因其天線單元位置在基板的上下兩側，所以是種二維陣列，但由於使用的基板厚度只有 0.127mm，所以仍可視為一維陣列天線，因此 3.1 章節中所推導的結果仍然適用。

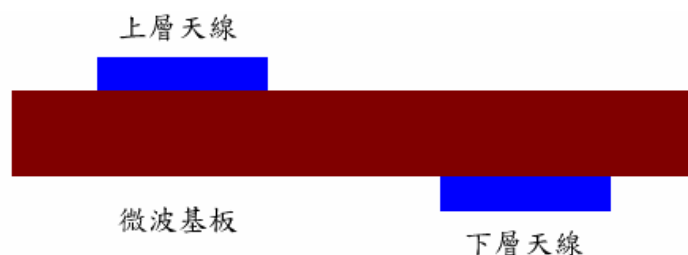


圖 3-12：正反向陣列結構圖

3.3.1 1x4 及 1x8 正反向天線陣列饋入結構

由於正反向陣列的結構分佈於基板的上下兩面，所以其饋入電路會較複雜，而在此章節中，吾人引用平衡式微帶線來建構此饋入網路[14]。如圖 3-13 所示，平衡式微帶線意指在微波基板的上邊和下邊的金屬帶線的線寬相等，且物理特性相反，亦即上層的帶線擁有正電壓而下層的帶線擁有負電壓，依此特性，其上下兩側的帶線中間有一假想的地面，所以其特徵阻抗會是只有基板一半厚度的微帶線的阻抗的兩倍。要從微帶線轉變成平衡式微帶線只需將微帶線下層的地面逐漸地變細到和上層的金屬帶線同樣的線寬，則可構成一平衡式微帶線；將微帶線轉換成平衡式微帶線的轉變區拉得夠長則可以達到較好的阻抗匹配。

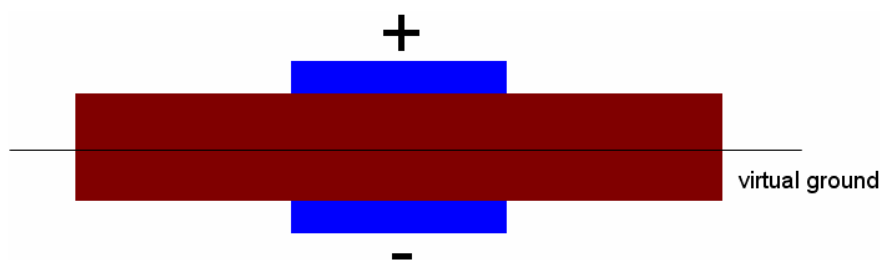


圖 3-13：平衡式微帶線結構圖

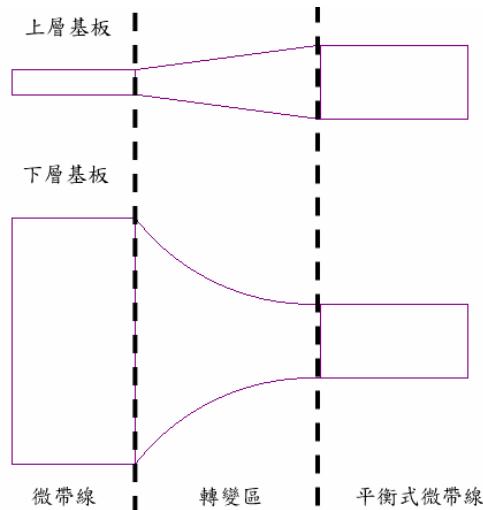


圖 3-14：微帶線轉平衡式微帶線示意圖

正反向陣列饋入結構和共平面陣列饋入結構最大的差別在於必須使用平衡式微帶線作功率分向器，而在輸入端和輸出端把平衡式微帶線轉變回微帶線即可。以圖 3-15 作說明，先從 50 歐姆輸入端 port1 轉變成 50 歐姆平衡式微帶線再經過平衡式微帶線功率分向器到阻抗 100 歐姆平衡式微帶線，接著再以四分之波長平衡式微帶線阻抗轉換器將阻抗匹配到 50 歐姆平衡式微帶線，再經過平衡式微帶線功率分向器到 100 歐姆平衡式微帶線，至此大致上已經將 1x4 正反向陣列饋入結構設計完成，由於單一導體帶第一高階模洩漏波天線的激發電路輸入端為 50 歐姆微帶線，所以必須把 100 歐姆平衡式微帶線轉變回 100 歐姆微帶線再以阻抗轉換器匹配到 50 歐姆微帶線。輸出端 port2 和 port4 在基板下層且帶負電壓，而輸出端 port3 和 port5 在基板上層且帶正電壓。模擬的結果顯示其插入損耗為 8dB，此饋入電路損耗約 37%，由於未考慮金屬層厚度，所以模擬時的損耗只包含微波基板損耗和輻射損耗。由於正反向饋入電路多了微帶線轉平衡式微帶線的損耗，使得正反向陣列饋入電路比共平面陣列的饋入電路損耗稍大。圖 3-15、圖 3-17、圖 3-18、圖 3-19 和圖 3-20 中的綠色走線接表示在基板上層的線路而咖啡色走線接表示在基板下層的線路。

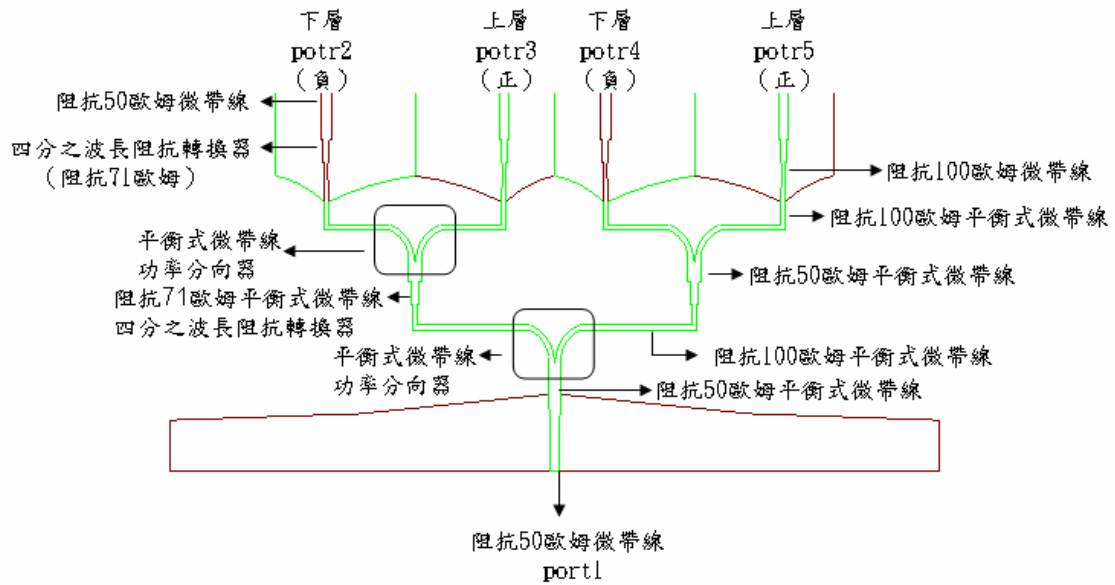


圖 3-15：1x4 正反向陣列饋入電路結構說明圖

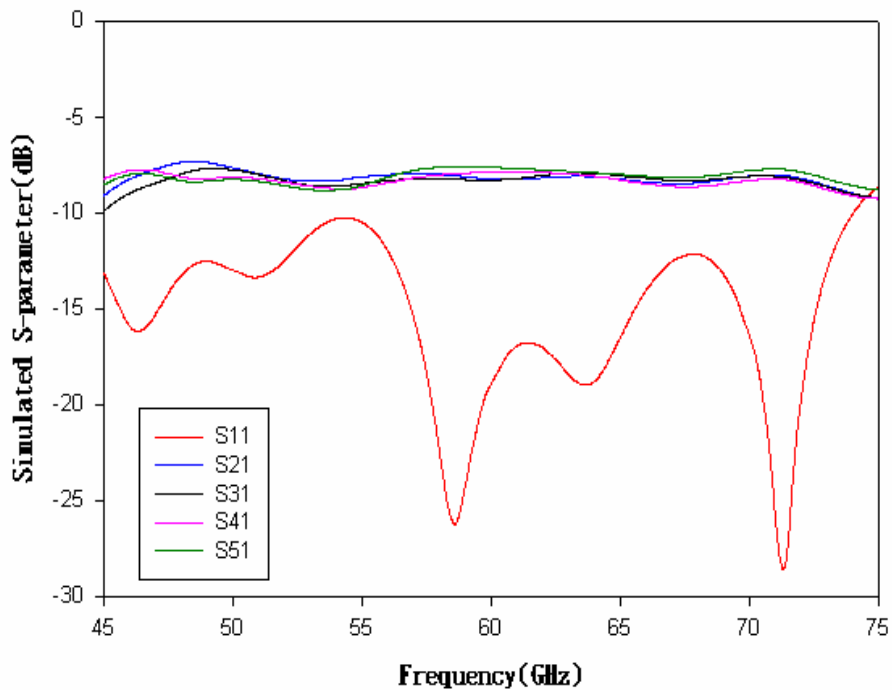


圖 3-16：1x4 正反向陣列饋入電路 S 參數模擬值

1x8 正反向陣列的饋入電路和 1x8 共平面陣列饋入電路的設計類似，只需在 1x4 陣列饋入電路的末端再串接一功率分向器即可，如圖 3-17。1x8 正反向陣列的饋入電路在 60GHz 時其模擬各輸出端的插入損耗為 11.8dB，損耗約 47%。

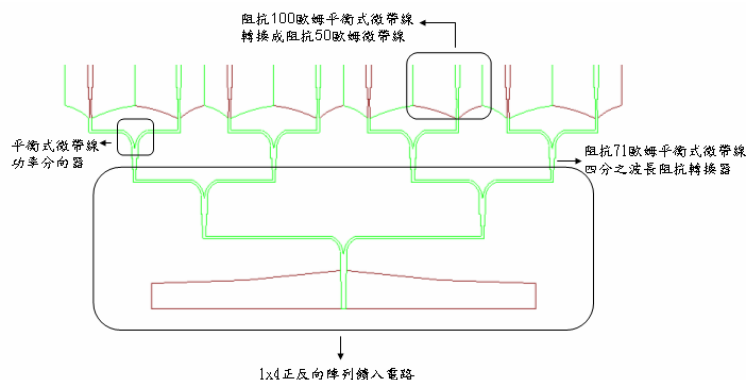


圖 3-17：1x8 正反向陣列天線饋入結構說明圖

3.3.2 1x4 及 1x8 正反向洩漏波天線陣列模擬及量測

在饋入電路中，由於上層和下層的輸出端會有 180 度的相位差，而在設計天線陣列時，天線之間必須沒有相位差的，所以吾人必須消除相位差。若是在上層輸出端加上一段 180 度的微帶線以抵銷相位差則會造成多餘的損耗，因此利用單一導體帶第一高階模洩漏波天線激發電路的特性來造成天線之間的相位差不存在是較佳的方式；當第一高階模激發電路的輸入端為正時，其左側的輸出端也為正但右側的輸出端為負，且當輸入端為負時，左側的輸出端為負但右側的輸出端為正，而要使輸入端為負時，左側輸出端為正且右側輸出端為負，則只需將左右兩側輸出端的走線對調即可，如圖 3-18 所示。

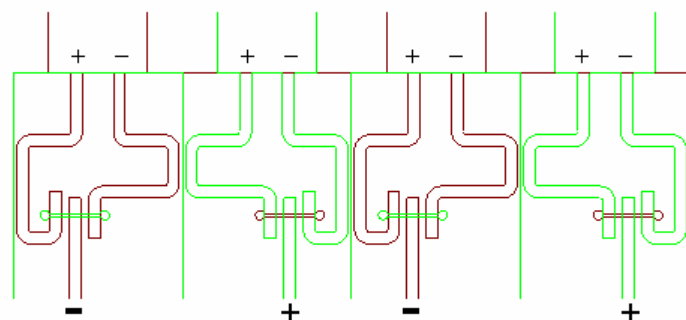
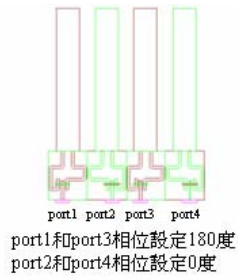
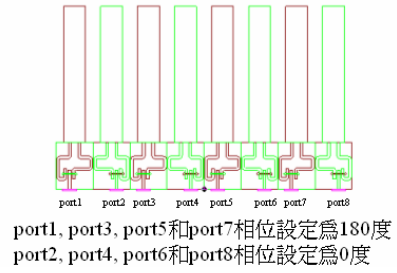


圖 3-18：抵銷輸入端 180 度相位差的電路結構示意圖

圖 2-23 和圖 2-24 為不考慮陣列饋入結構(模擬方式：給予每個陣列元素個別的輸入端且上層陣列元素及下層陣列元素的輸入端設定相位差 180 度，見圖 3-19) 時的模擬輻射場型，1x4 及 1x8 正反向陣列的主波束增益值可達到 16dBi 和 19dBi，有效的減少陣列元素間的耦合效應。

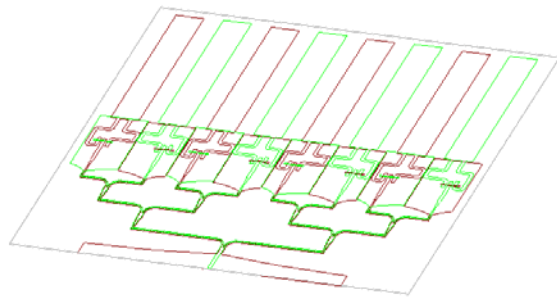
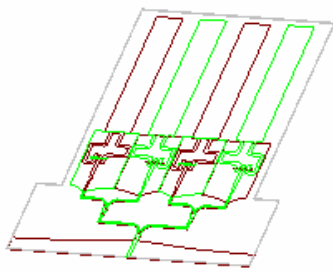


(a) 1x4 正反向陣列模擬結構圖



(b) 1x8 正反向陣列模擬結構圖

圖 3-19：正反向陣列模擬結構圖



(a) 1x4 正反向洩漏波陣列結構圖

(b) 1x8 正反向洩漏波陣列結構圖

圖 3-20：正反向洩漏波陣列結構圖

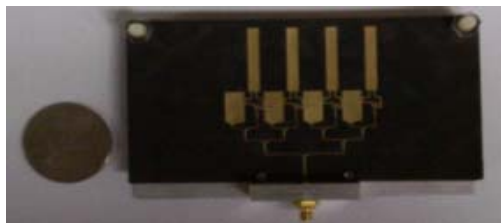


正面



反面

圖 3-21：1x4 正反向洩漏波陣列實體圖

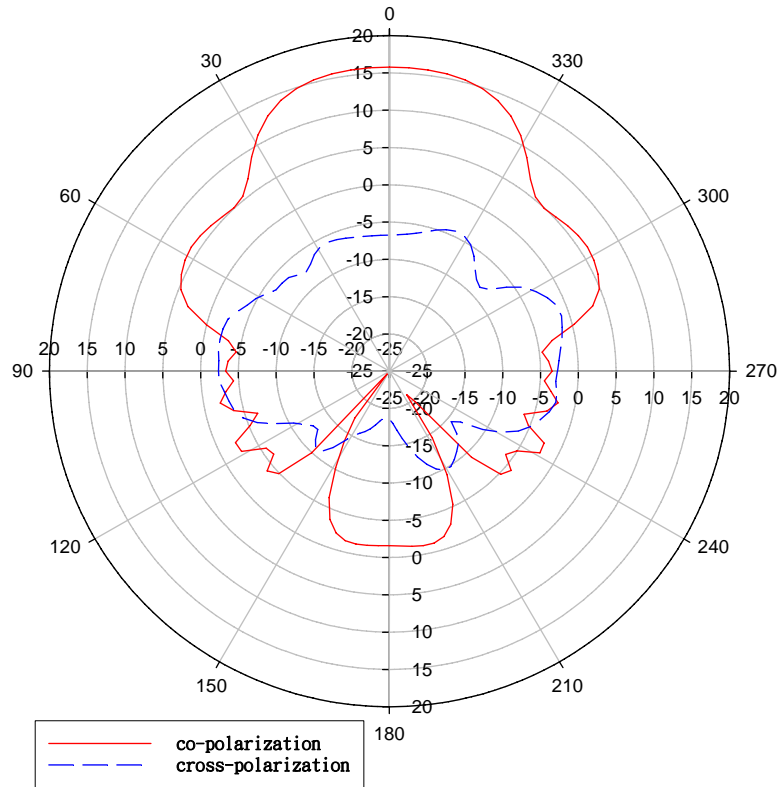


正面

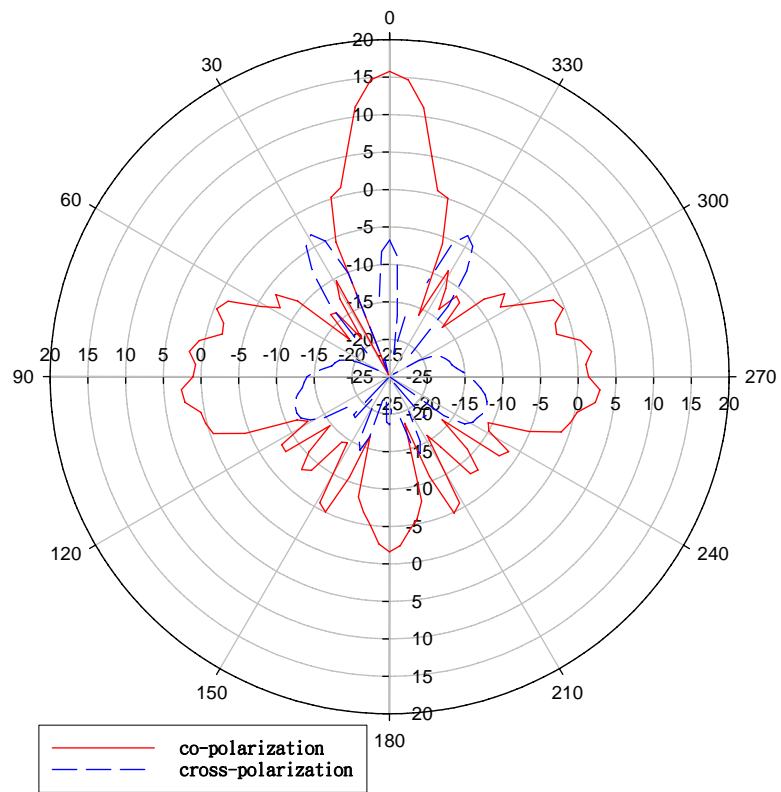


反面

圖 3-22：1x8 正反向洩漏波陣列實體圖

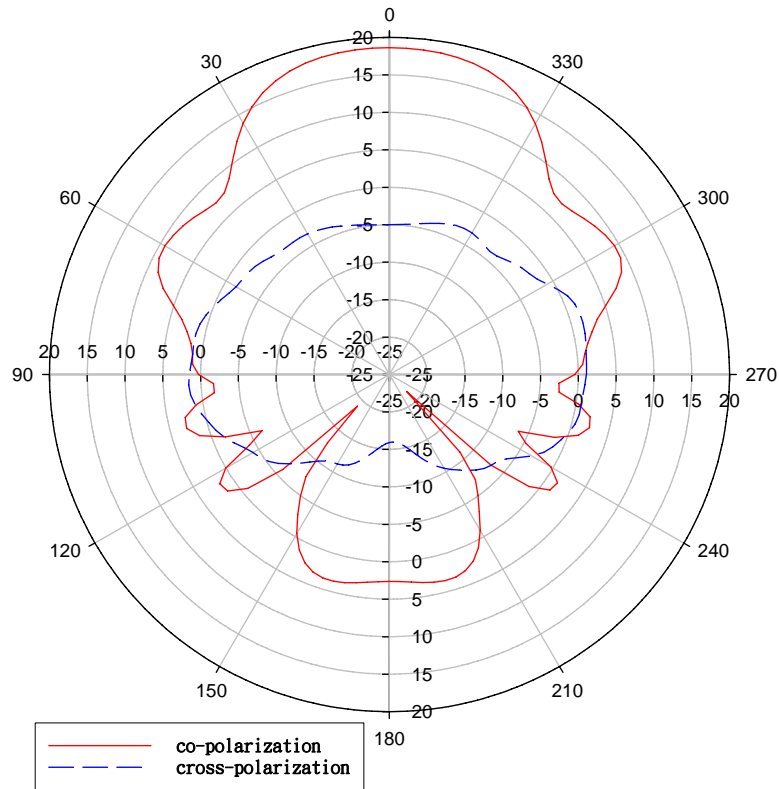


(a) H-plane (x-z plane)

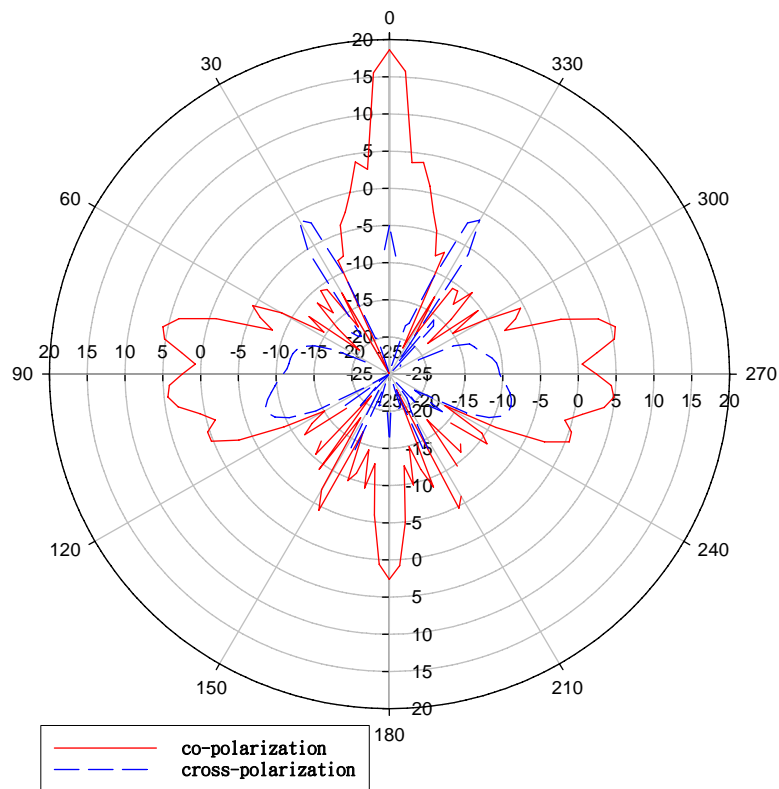


(b) E-plane (x-y plane)

圖 3-23 : 60GHz1x4 正反向洩漏波陣列模擬輻射場型



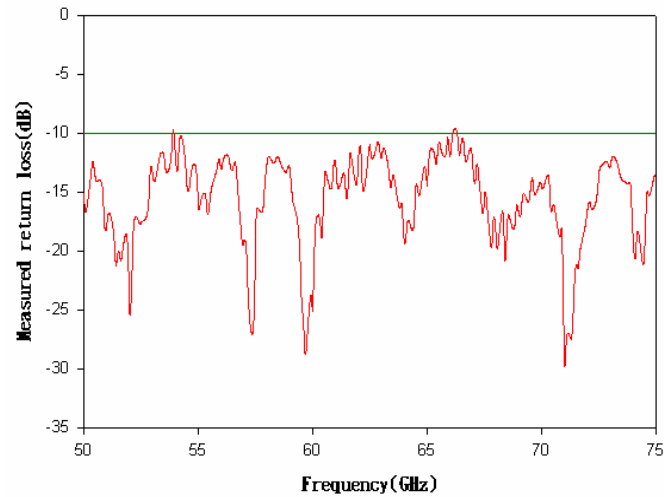
(a) H-plane (x-z plane)



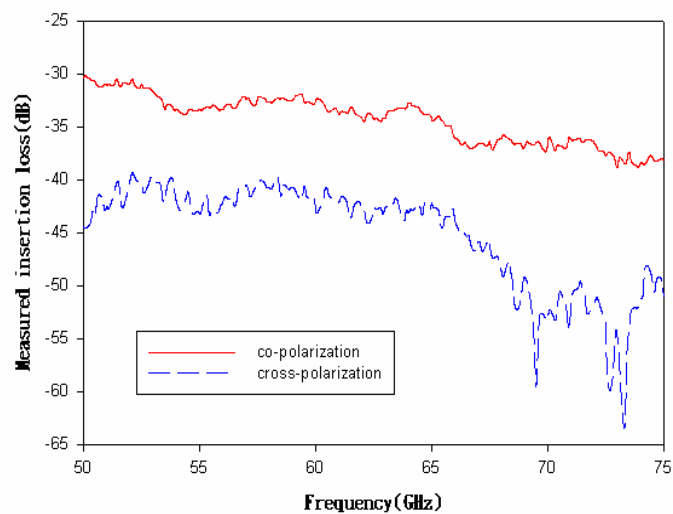
(b) E-plane (x-y plane)

圖 3-24 : 60GHz1x8 正反向洩漏波陣列模擬輻射場型

量測正反向陣列的方法和共平面陣列相同，使用 8510C 的網路分析儀量測天線陣列在 endfire（此處所指的 endfire 以洩漏波天線為依規，並非表示陣列元素排列的方向）方向上的插入損耗且和單一導體帶第一高階模天線量測到的插入損耗比較大小。圖 3-25 (b) 和圖 3-26 (b) 為 1x4 及 1x8 正反向陣列的量測插入損耗數據，1x4 及 1x8 正反向陣列在 60GHz 時的插入損耗約比單一天線大 3dB（-33dB）和 5dB（-31dB）表示在相同量測環境下 1x4 及 1x8 正反向陣列在主波束方向上比單一天線輻射出的功率增加了 3dB 和 5dB，比模擬所期望增加的值稍低也是由於陣列饋入電路的損耗造成。

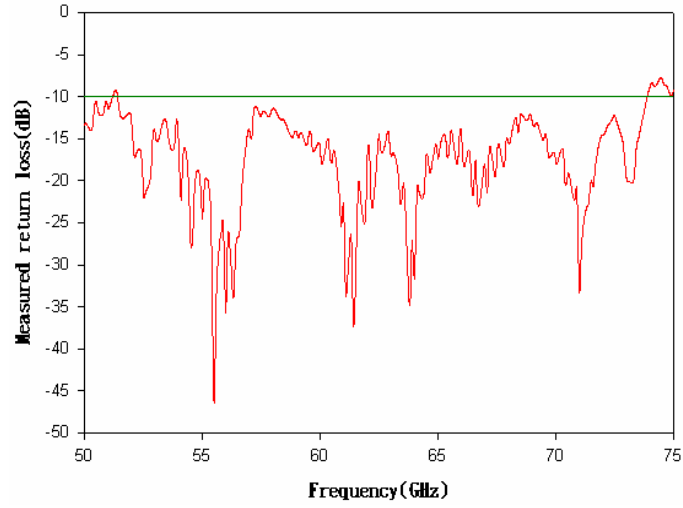


(a) 1x4 正反向洩漏波陣列的反射損耗量測值

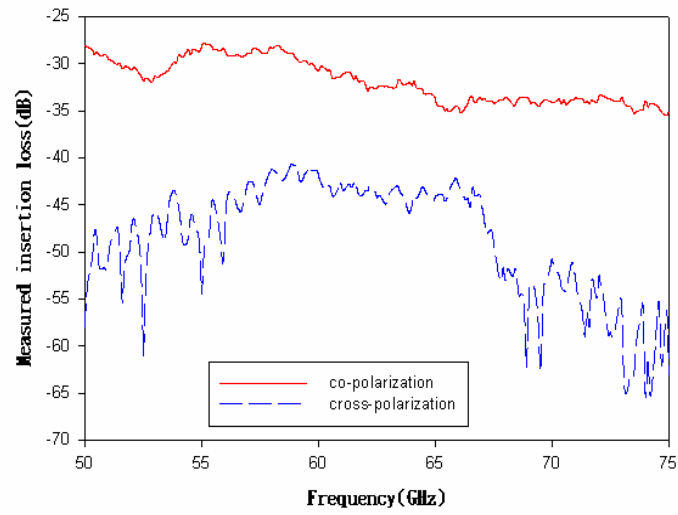


(b) 1x4 正反向洩漏波陣列的插入損耗量測值

圖 3-25：1x4 正反向單一導體帶第一高階模洩漏波陣列量測數據



(a) 1x8 正反向洩漏波陣列的反射損耗量測值



(b) 1x8 正反向洩漏波陣列的插入損耗量測值

圖 3-26：1x8 正反向單一導體帶第一高階模洩漏波陣列量測數據

第五章 結 論

(Conclusion)

操作於 60GHz 單一導體帶第一高階模洩漏波天線使用微帶線與槽線耦合方式的平衡轉非平衡轉換器為激發結構，有別於以共平面波導轉共平面帶的激發方式，然而由於此激發電路的損耗，造成洩漏波天線的增益值只約為 10dB。在未來，設計較低損耗的激發電路以增加天線的增益值將是值得研究的部分。由於單一導體帶第一高階模其規一化相位常數 β/k_0 在整個頻段接近於 1，造成其場型最大主波束固定在 endfire 方向。

因為天線間的耦合效應，1x4 及 1x8 共平面陣列的增益值並未如理論所述，而為了改善耦合效應，1x4 及 1x8 正反向陣列被提出，然而從實驗量測得到的結果顯示陣列饋入電路的損耗造成主波束增益值未如預期，但其頻寬仍涵蓋了 60GHz。

由於微波基板的軟板特性、實作線路的誤差、量測接頭的磨損、接頭及線路之間無法達到完美匹配等無法消除的因素，對天線及陣列的量測結果有極大的影響，因此實際量測結果和模擬結果會有誤差存在。

參考文獻

- [1] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Archiv. Electro. Ubertrag. Tech.*, vol.33, pp.137-140, 1979
- [2] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. Baltimore.*, pp.57-60, 1986
- [3] G. J. Chou and C.-K.C. Tzuang, "An integrated quasi-planar leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.44, pp.1078-1085, Aug 1996
- [4] C.-K.C. Tzuang, S.-P. Liu and G. J. Chou, "Integrated active leaky-wave antenna employing arched microstrip line," *Proc. 8th Asia. Pacific Microwave conf.* pp.335-338, 1995
- [5] G. J. Chou and C.-K.C. Tzuang, "Oscillator-type active integrated antenna: the leaky mode approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.44, pp.2265-2272, Dec 1996
- [6] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Excitation of the microstrip second higher order leaky modes by aperture-coupling method," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.625-628, June 2000
- [7] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Aperture-coupled microstrip second higher order leaky-mode antenna," *Proc. 14th Asia-Pacific Microwave conf.* pp.1060-1063, 2001
- [8] Y. D. Lin, J. W. Sheen and C.-K.C. Tzuang, "Analysis and design of feeding structures for microstrip leaky wave antenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Vol.44, pp.1540-1547, Sept. 1996
- [9] Y. Qian, B. C. C. Chang, T. Itoh, K. C. Chen and C.-K.C. Tzuang, "High-efficiency and broadband excitation of leaky mode in microstrip structures,"

Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1419-1422, June 1999

- [10] W. Hong and Y. D. Lin, "Single-conductor strip leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.1, pp.16-21, June 2002
- [11] K.C. Gupta, Ramesh Garg and I. J. Bahl, *Microstrip lines and slotline*, Artech, 1979
- [12] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed., John Wiley, New York, 1998
- [13] W. Hong and Y. D. Lin, "Antipodal strip broadband leaky wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.2, pp.22-27, June 2003
- [14] W. Hong, "*Broadband microstrip leaky-wave antennas*," Ph. D thesis, 2002

