

第一章 導論

(Introduction)

1.1 動機與目的

在平面傳輸線上，高階模態洩漏波的特性，被廣泛的研究[1]-[4]，已知洩漏波天線的頻寬會比一般共振型天線還來得寬，例如：貼片天線(patch antenna)，偶極天線(dipole antenna)。也因為洩漏波天線在製作上的簡單性，使它們非常適合應用在毫米波(millimeter-wave)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[5]，點對點高增益(point-to-point high gain)天線[6]，將天線整合振盪器做成主動天線[7]，還有多波束(multi-beam)的天線[8]-[9]。

洩漏波天線的頻寬主要受到基板的介電係數(dielectric constant)影響，假如介電係數等於一，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等於一，所以會限制了洩漏波天線的頻寬。為了激發微帶線第一高階模，我們可以使用各種不同的饋入結構來完成洩漏波天線。例如：microstrip-to-slotline[10]，coaxial-to-microstrip[11]，aperture-coupled[12]，和 microstrip-to-coplanar strips (CPS)[13]。要設計洩漏波天線，就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。

由於圓柱型天線具有形狀上的可容性，再加上軟性基板的使用也愈來愈普遍，所以圓柱型天線也被廣泛的應用在無線通訊、導航系統和智慧型標籤上。而要如何有效的分析及設計圓柱型天線，也引起許多的注意[14]-[15]。

在本論文中，我們使用 S 參數萃取法[16]來得到圓柱型微帶第一高階模洩漏

波天線的傳播常數，進而設計圓柱型微帶洩漏波天線，並且以槽孔耦合 (aperture-coupled) 的方法來激發微帶線第一高階模。

1.2 章節介紹

本論文第二章介紹洩漏波天線的基本理論及槽孔耦合的饋入結構。第三章主要介紹 S 參數萃取法。第四章介紹 S 參數萃取法所得到的結果，並進而設計圓柱型洩漏波天線，以及天線的量測結果。第五章則探討圓柱型洩漏波天線間的耦合效應對傳播常數的影響。第六章則為結論。



第二章 基本原理及特性

本章我們將會介紹微帶洩漏波天線的基本原理及它的一些特性，以及槽孔耦合的原理。

2.1 洩漏波天線的原理及其特性

圖 2-1 為微帶洩漏波天線的示意圖，微帶洩漏波天線第一高階模的縱向電流分佈為一奇模，而且它會隨長度輻射功率，為一行波天線(traveling-wave)，電流強度隨行進距離遞減。洩漏波天線的傳播常數為一複數($\gamma = \beta - j\alpha$)，相位常數為 β ，損耗常數為 α 。一般微帶線上的電場 $E = E_0 e^{-j\beta x} e^{-\alpha x}$ ， x 是波行進的方向。

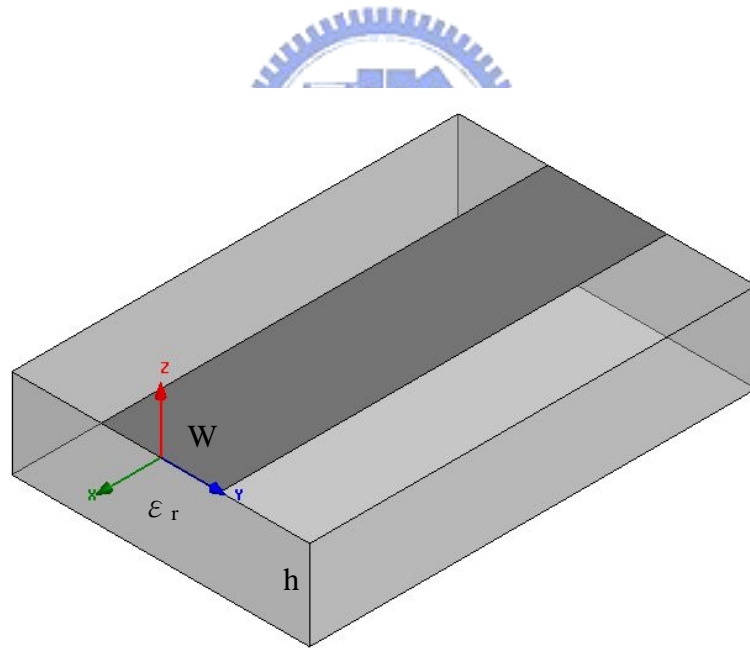


圖 2-1：微帶洩漏波天線的示意圖

如圖 2-2 為微帶線正規化的傳播特性曲線圖，相位常數 β/κ_0 ，損耗常數 α/κ_0 (κ_0 為自由空間中波數)，兩者的值皆會隨頻率呈現改變。

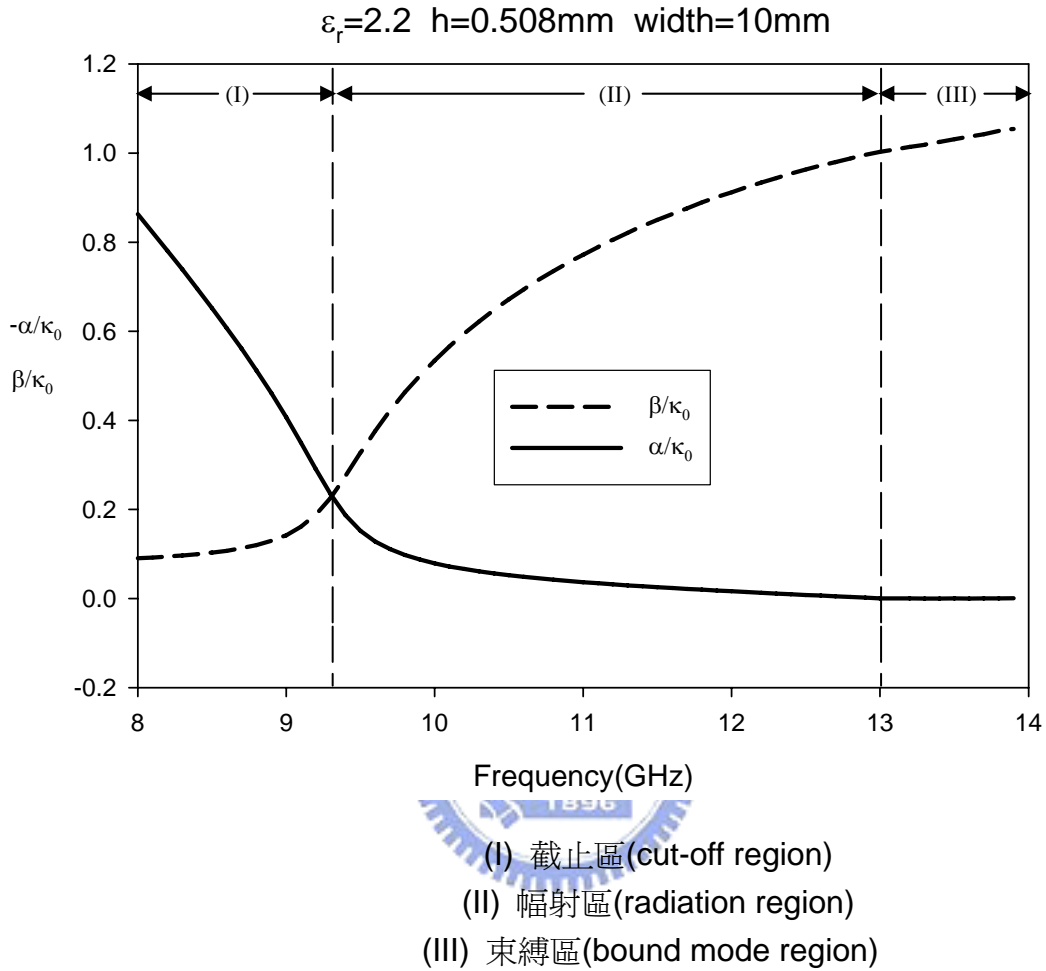


圖 2-2：微帶線正規化的傳播特性曲線圖

α/κ_0 與 β/κ_0 的值和頻率、基板厚度、介電常數、微帶線寬度有關。圖 2-2 所示的三個區域，分別代表 α 與 β 在不同頻率下的變化。在(I)區，由於衰減的特性，能量不會被輻射出去，反而會快速的衰減掉。在(II)區為輻射區域，起始點為相位常數 β 等於損耗常數 α 的交點 ($\beta = \alpha$)，到相位常數 β 等於自由空間波數 κ_0 ($\beta = \kappa_0$) 為終點。在(III)區， $\beta > \kappa_0$ ，進入束縛區(bound mode)。在這區域，能量在微帶線上傳播，看不到輻射的現象。

當基板的介電常數升高， β/κ_0 會快速增加，輻射區域往低頻偏移，且可用的輻射區域頻段也會變窄。若介電常數不變的情形下，基板厚度減少，輻射區域會往高頻移動，並且在相同的 β/κ_0 下， α 值會較小，相對於天線所需的長度就要更長，以防止波因為前端開路而被反彈回來。相反的，如果基板厚度增加，輻射區域的頻段也會變小，這是由於增加厚度，容易激發表面波產生，使洩漏波的頻段變窄。

洩漏波天線本身的能量衰減跟 α/κ_0 有關，能量的衰減呈現一指數的變化。所以當我們想將天線的能量幾乎都洩漏出來，我們必須要有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。選擇天線長度的標準，通常為 $e^{-2\alpha L} < 0.1$ 時的 L ，也可以選擇衰減更多時的 L 。

天線的場型主要可以用三個特性來表示：主波束的指向角度，3dB 波束寬及旁波束的分佈。在洩漏波天線中，主波束的指向角度 $\theta \cong \cos^{-1}(\beta/\kappa_0)$ ， θ 為由天線表面算起的仰角。由於洩漏波天線本身為一行波天線，它的輻射波束會隨行進方向呈現半錐形分佈，而且由於 β/κ_0 會隨頻率改變，所以主波束會隨頻率而掃描。

微帶線洩漏波天線的波束寬度跟 α 值有關。假設 α 小，表示說有小的輻射比率，將可等效視做一較長的線源天線，因此可得到較窄的波束寬度。較大的 α 值，表示說有大的輻射的比率，將可等效視做一較短的線源天線，因此可得到較大的波束寬度，波束的寬度 $\Delta\theta$ 跟 α/κ_0 有線性相關。

2.2 槽孔耦合饋入的原理

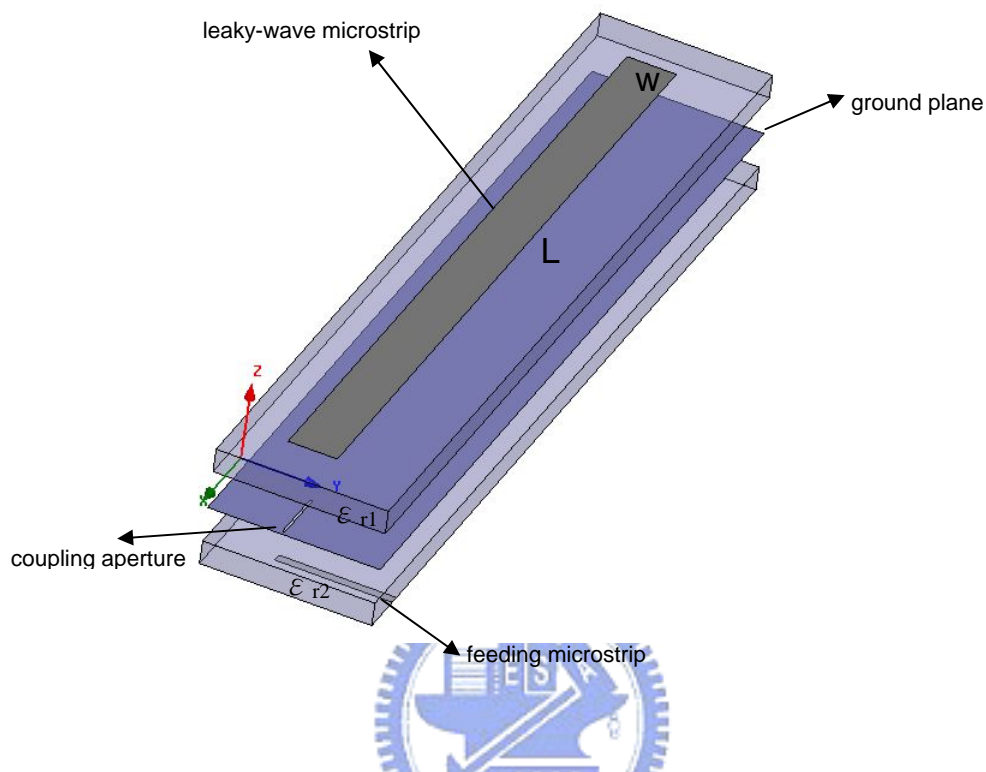


圖 2-3：槽孔耦合饋入洩漏波天線的示意圖

圖 2-3 為槽孔耦合饋入洩漏波天線的示意圖。因為第一高階模為一奇模，所以我們使用槽孔耦合的方式來達成。槽孔耦合饋入微帶天線的方式於 1985 年由 D. M. Pozar 所提出[17]。

饋入結構示意圖如圖 2-4，調整 l_c 、 l_o 、 l_m 、 W_m 和 W_s 來達成阻抗匹配。slot 的總長度不可為 $0.5\lambda_g$ ，以防止共振的產生， W_s 不需要很大，否則會造成 backlobe 太大的問題。

利用槽孔耦合饋入的好處，除了可以激發第一高階模外，它在設計上也有許多好處。例如，因為天線和饋入結構之間有接地面的阻隔，可防止饋入電路影響到天線本身的輻射場型，並且因為饋入電路和天線在不同層的基板上，所以可以

分別選擇最佳的基板參數去作設計，最後在頻寬的取捨上，由於洩漏波天線的輻射區有相當大的頻寬，為了避免饋入電路影響天線本身的頻寬，通常設計洩漏波天線的饋入電路，會選擇寬頻的饋入，而槽孔耦合的饋入方式，可以表現出合理的天線頻寬。

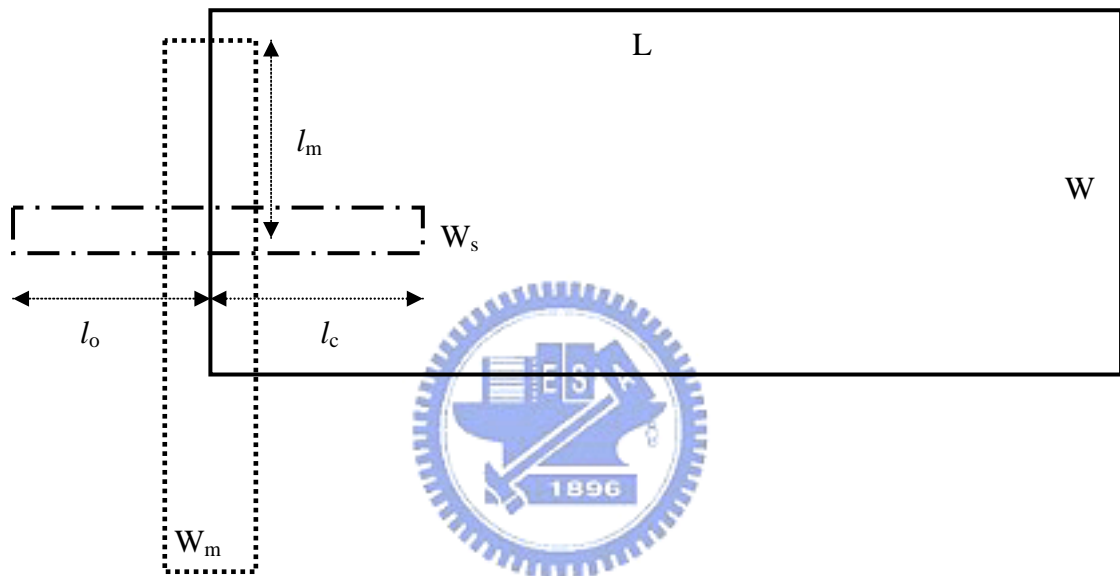


圖 2-4：饋入結構示意圖

第三章 S 參數萃取法

(S-parameter extraction technique)

3.1 萃取的原理

假定待測天線的洩漏模(leaky mode)是一個有損耗的傳輸線，我們在額外加兩個對稱的饋入電路，則可以藉由 S 參數的萃取，透過傳輸線理論得到洩漏波模的傳播常數(propagation constant)。此一方法可以快速且有效的得到洩漏模的特性，使我們可以更有利的設計洩漏波天線。由於單模激發，可避免能量藉由耦合的效應而損失，這是在設計饋入電路時的一個準則。所以在此 S 參數萃取方法中，我們也是假定天線只有一個模態被我們激發，在此則為洩漏波第一高階模(first higher order mode)。

圖 3-1 為萃取洩漏模 S 參數的電路圖，GSL(guiding structure left)和 GSR(guiding structure right)是兩個對稱的激發電路。LWAUT(leaky wave antenna under test)則為要被激發的洩漏模區域，它可以是微帶線的第一高階模、第二高階模或是其它種類的洩漏模。在本論文中，我們將以微帶線第一高階模為主要的探討對象。GSL(GSR)和 LWAUT 之間的轉換，可以用 S 參數矩陣來表示。由於 GSL 和 GSR 為對稱的結構，所以 GSL 和 LWAUT 之間的轉換矩陣 $[S^l]$ 相等於 GSR 和 LWAUT 之間的轉換矩陣 $[S^r]$ 。透過如圖 3-1 的設計架構，選擇兩個長度分別為

l 和 $2l$ 的 LWAUT，可分別得到兩個 S 參數矩陣 $\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix}$ 和 $\begin{bmatrix} S''_{11} & S''_{12} \\ S''_{21} & S''_{22} \end{bmatrix}$ 。透過這

兩個矩陣，以及由傳輸線理論所得到的公式，我們可以得到 $[S^l]$ 、 $[S^r]$ 和 LWAUT 的傳播特性常數 γ 。

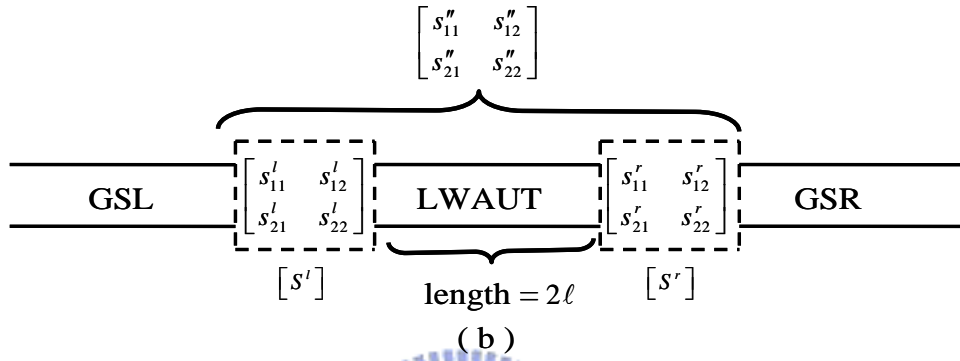
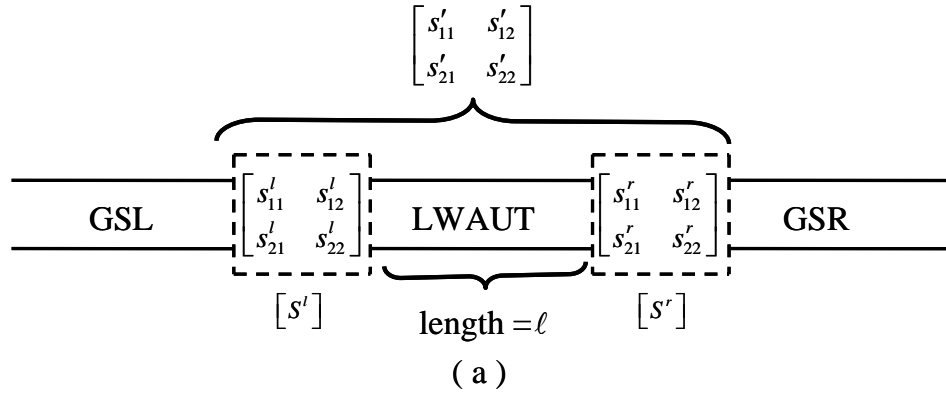


圖 3-1：萃取洩漏模 S 參數電路圖

令 $[S^l] = [S^r] = [S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ ，則分別由公式(1)~(8)得到我們所需要的參數。

$$S'_{21} = \frac{S_{21}^2 e^{-\gamma \ell}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma \ell}} \quad (1)$$

$$S'_{11} = S_{11} + e^{-\gamma \ell} S_{22} S'_{21} \quad (2)$$

$$S_{21}'' = \frac{S_{21}'^2 e^{-\gamma 2l}}{1 - S_{22}'^2 e^{-2\gamma 2l}} \quad (3)$$

$$S_{11}'' = S_{11}' + e^{-\gamma 2l} S_{22}' S_{21}'' \quad (4)$$

可得

$$S_{22}' = \frac{S_{11}' - S_{11}''}{(S_{21}' - S_{21}'' e^{-\gamma l}) e^{-\gamma l}} \quad (5)$$

$$S_{21}' = S_{12}' = \pm \sqrt{\frac{S_{21}'(1 - S_{22}'^2 e^{-2\gamma l})}{e^{-\gamma l}}} \quad (6)$$



$$S_{11}' = S_{11}'' - e^{-\gamma l} S_{22}' S_{21}' \quad (7)$$

$$\gamma = \frac{\log \frac{-A \pm \sqrt{A^2 - 4S_{21}'^2 S_{21}''^2}}{2S_{21}' S_{21}''}}{-l}; \quad (8)$$

$$A = (S_{11}' - S_{11}'')^2 - S_{21}'^2 - S_{21}''^2$$

以下為公式的推導：

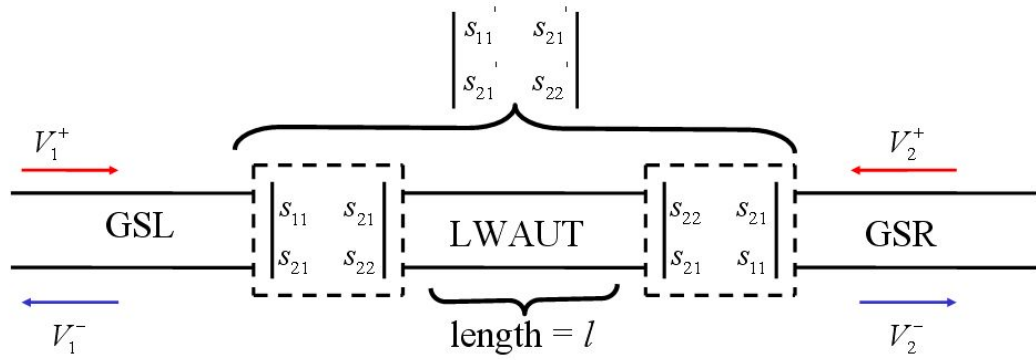


圖 3-2：公式推導示意圖

如圖 3-2 所示，



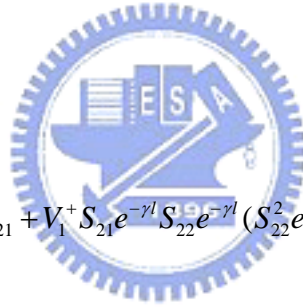
LWAUT 視為有損耗的傳輸線，傳播常數為 γ 。由於波會在長度為 l 的 LWAUT 之間作無限多次的反彈和穿透，經由傳輸線理論可得，

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}$$

$$\begin{aligned}
V_2^- &= V_1^+ S_{21}^2 e^{-\gamma l} + V_1^+ S_{21} e^{-\gamma l} S_{22}^2 e^{-2\gamma l} S_{21} + \dots \\
&= V_1^+ S_{21}^2 e^{-\gamma l} (1 + S_{22}^2 e^{-2\gamma l} + S_{22}^4 e^{-4\gamma l} + \dots) \\
&= V_1^+ S_{21}^2 e^{-\gamma l} \frac{1}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}}
\end{aligned}$$

$$\therefore S'_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \frac{S_{21}^2 e^{-\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} \quad \text{公式(1)}$$



$$\begin{aligned}
V_1^- &= V_1^+ S_{11} + V_1^+ S_{21} e^{-\gamma l} S_{22} e^{-\gamma l} S_{21} + V_1^+ S_{21} e^{-\gamma l} S_{22} e^{-\gamma l} (S_{22}^2 e^{-2\gamma l}) S_{21} + \dots \\
&= V_1^+ S_{11} + V_1^+ S_{21}^2 S_{22} e^{-2\gamma l} \frac{1}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} \\
&= V_1^+ S_{11} + V_1^+ S_{22} e^{-\gamma l} S'_{21}
\end{aligned}$$

$$\therefore S'_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = S_{11} + e^{-\gamma l} S_{22} S'_{21} \quad \text{公式(2)}$$

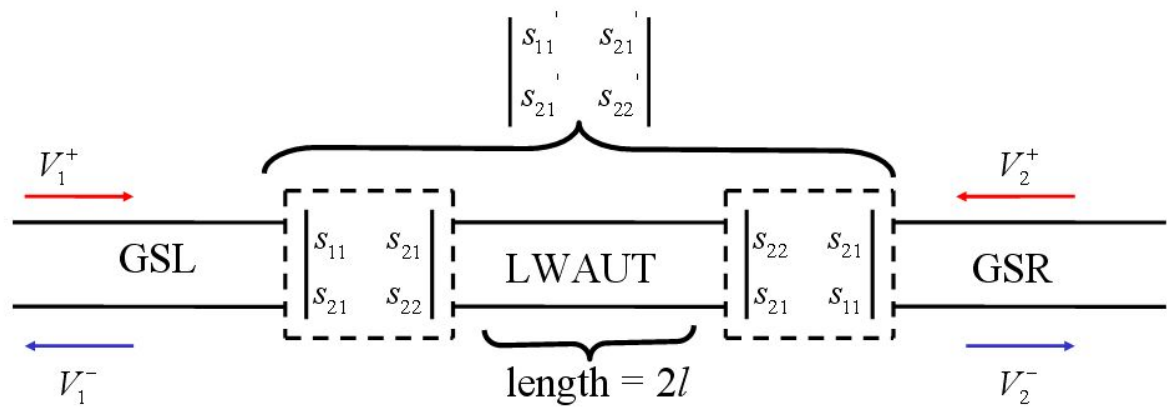


圖 3-3：公式推導示意圖

如圖 3-3，若選擇 LWAUT 的長度為 $2l$ ，則同理可得，

$$S_{21}'' = \frac{S_{21}^2 e^{-\gamma 2l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma 2l}} \text{ 公式(3)}$$



$$S_{11}'' = S_{11} + e^{-\gamma 2l} S_{22} S_{21}'' \text{ 公式(4)}$$

藉由公式(1)~(4)，則可分別推得公式(5)~(8)。

由(2)式減(4)式，可以得到(5)式

由(1)式可得到(6)式

由(2)式可得到(7)式

想要得到第八式，首先我們將(1)式除以(3)式可得：

$$\frac{S'_{21}}{S''_{21}} = \frac{S_{21}^2 e^{-\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}} \frac{1 - S_{22}^2 e^{-4\gamma l}}{S_{21}^2 e^{-2\gamma l}} = \frac{1 - S_{22}^2 e^{-4\gamma l}}{(1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}) e^{-\gamma l}}$$

展開後可得：

$$S'_{21} e^{-\gamma l} - S''_{21} = e^{-3\gamma l} S_{22}^2 (S'_{21} - S''_{21} e^{-\gamma l}) \quad (9)$$

將(5)式代入(9)式，可得

$$S'_{21} e^{-\gamma l} - S''_{21} = e^{-3\gamma l} \frac{(S'_{11} - S''_{11})^2}{(S'_{21} - S''_{21} e^{-\gamma l})^2 e^{-2\gamma l}} (S'_{21} - S''_{21} e^{-\gamma l}), \text{ 整理後可得到一個二次式}$$

$$S'_{21} S''_{21} e^{-2\gamma l} + [(S'_{11} - S''_{11})^2 - S_{21}'^2 - S_{21}''^2] e^{-\gamma l} + S_{21}' S_{21}'' = 0$$

$$\text{令 } A = (S'_{11} - S''_{11})^2 - S_{21}'^2 - S_{21}''^2$$

則此二次式的解為

$$e^{-\gamma l} = \frac{-A \pm \sqrt{A^2 - 4S_{21}'^2 S_{21}''^2}}{2S_{21}' S_{21}''}, \text{ 即可得到公式(8)}$$

Four-Port Circuit S-parameter Extraction

GSL 和 GSR 為兩個對稱的激發電路，例如：aperture-coupled feeding network。當我們將 LWAUT 接上 GSL 和 GSR，以得到需要的 S 參數矩陣時，儘管 LWAUT 是正常洩漏波天線長度的一小部分，但我們發現，在模擬圓柱型的天線時，整個模擬過程需要很長的一段時間，甚至會出現無法收斂的情形。所以，我們利用模擬軟體的便利，直接用理想的 port，給予 180 度的相位差，如此可以節省不少模擬的時間。

如圖 3-4 為 4 port (differential port) 激發的電路圖。port 1 和 port 2 相位差 180 度，port 3 和 port 4 則分別對稱於 port 1 和 port 2。利用鏡像原理及第一高階模奇對稱的特性，將 4 port 的電路，想像成 2 port 的電路，以便使用上述的公式。只要將原先的 S 參數作如下的轉換即可：

$$S'_{11} = S_{11}^d + S_{12}^d$$

$$S'_{21} = S_{31}^d + S_{32}^d$$

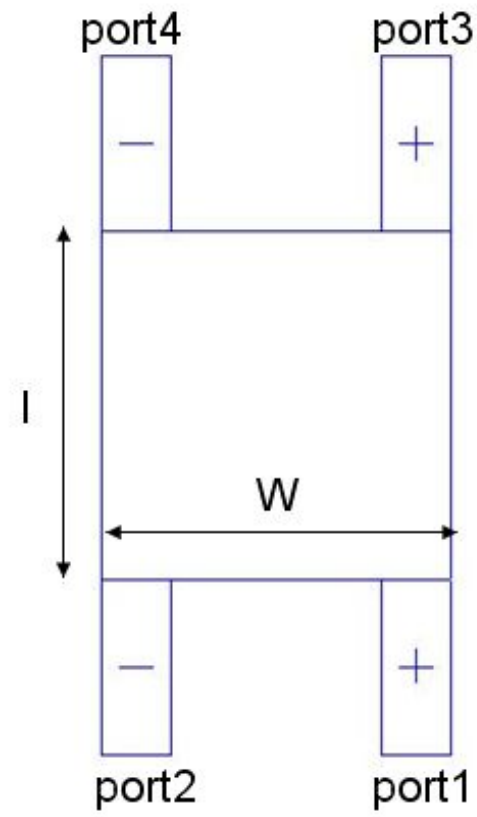


圖 3-4 : 4 port 激發電路圖

第四章 模擬結果與天線量測

首先，我們設計以 10GHz 為工作頻段的圓柱型洩漏波天線。我們以軟性基板 Rogers RT/duroid 5880，其基板介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，天線寬度 $W = 8.5\text{mm}$ ，基板厚度 $h = 1.57\text{mm}$ 的參數，改變不同的曲率 $R = W, 2W, 3W, 10W$ 和 ∞ (plane) 來觀察傳播常數的變化。圖 4-1 是我們模擬的設定圖，我們用來萃取的天線長度 $l = 10\text{mm}$ ，用 Ansoft/HFSS 來模擬出各頻率的 S 參數，再代入上述的公式，把 β/κ_0 和 α/κ_0 分別求出作圖。



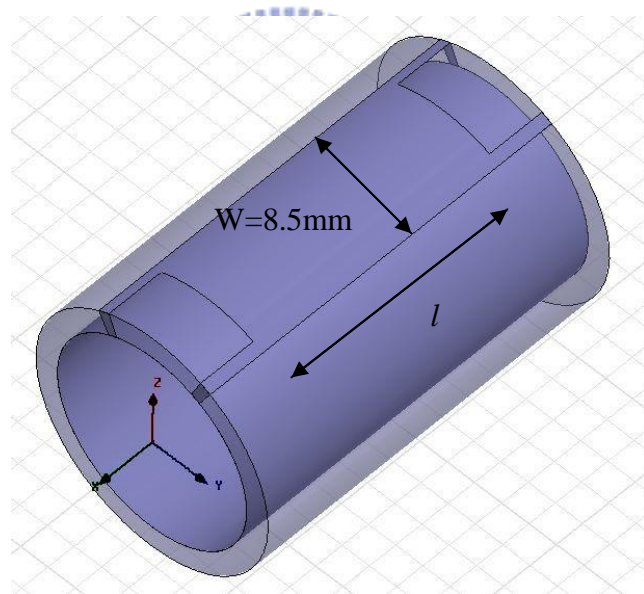
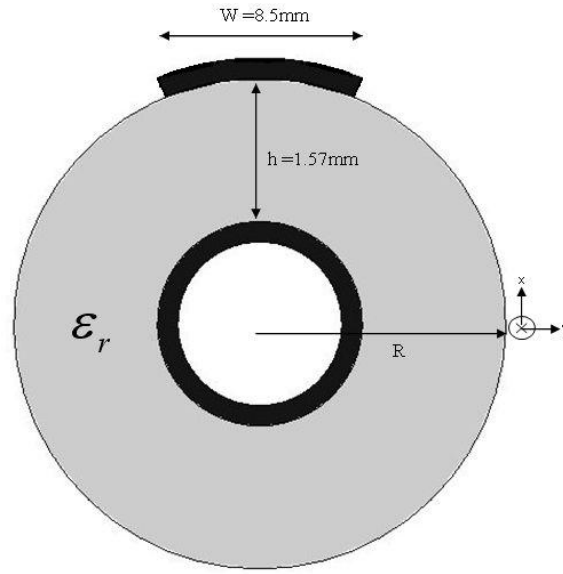
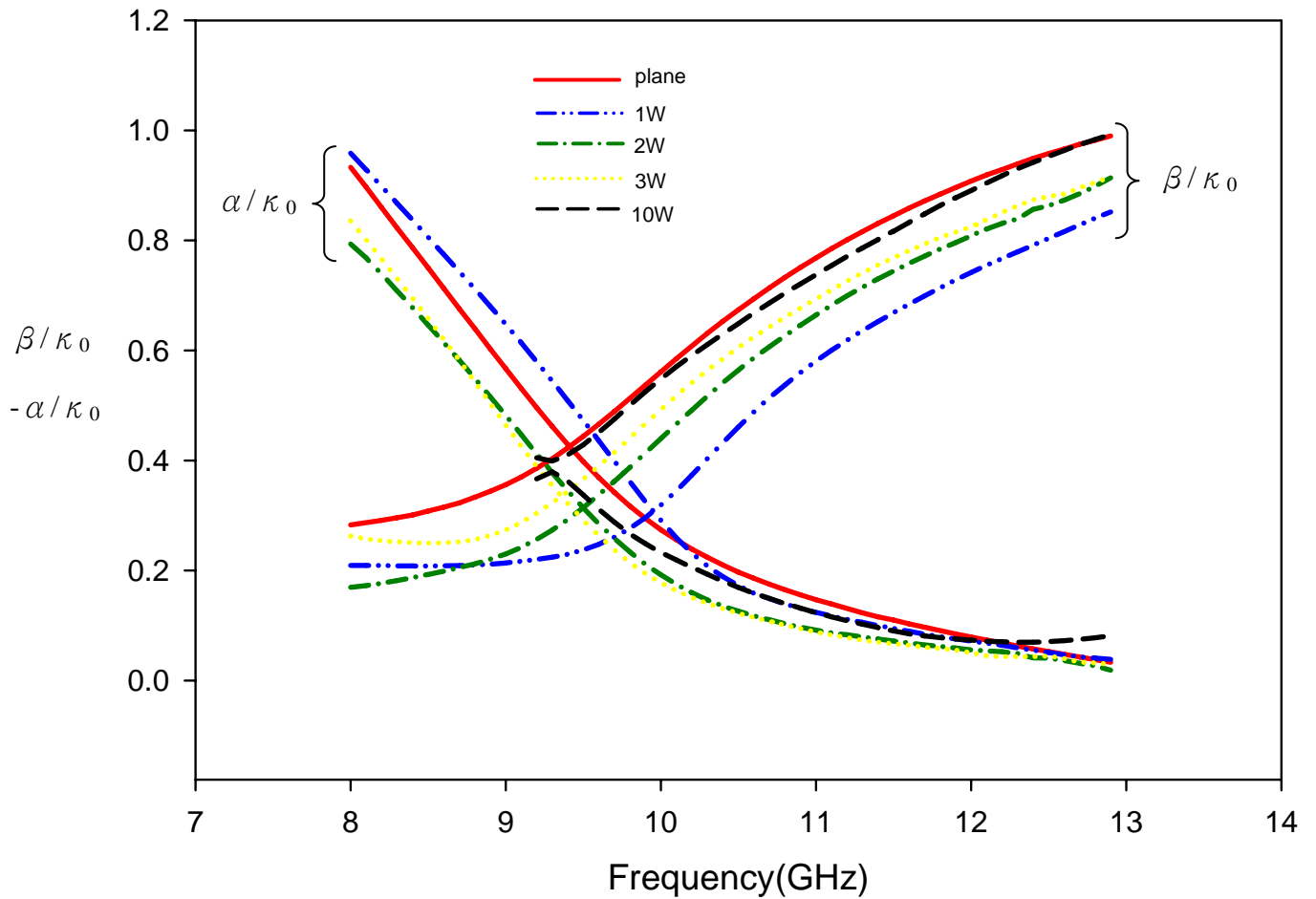


圖 4-1：模擬天線示意圖

圖 4-2 是在不同曲率下正規化的傳播常數圖，當曲率愈來愈大時，輻射區會往高頻位移，且 $R = 10W$ 時，整個曲線也逼近平面時的情形。



$R = W, 2W, 3W \text{ \& } 10W$

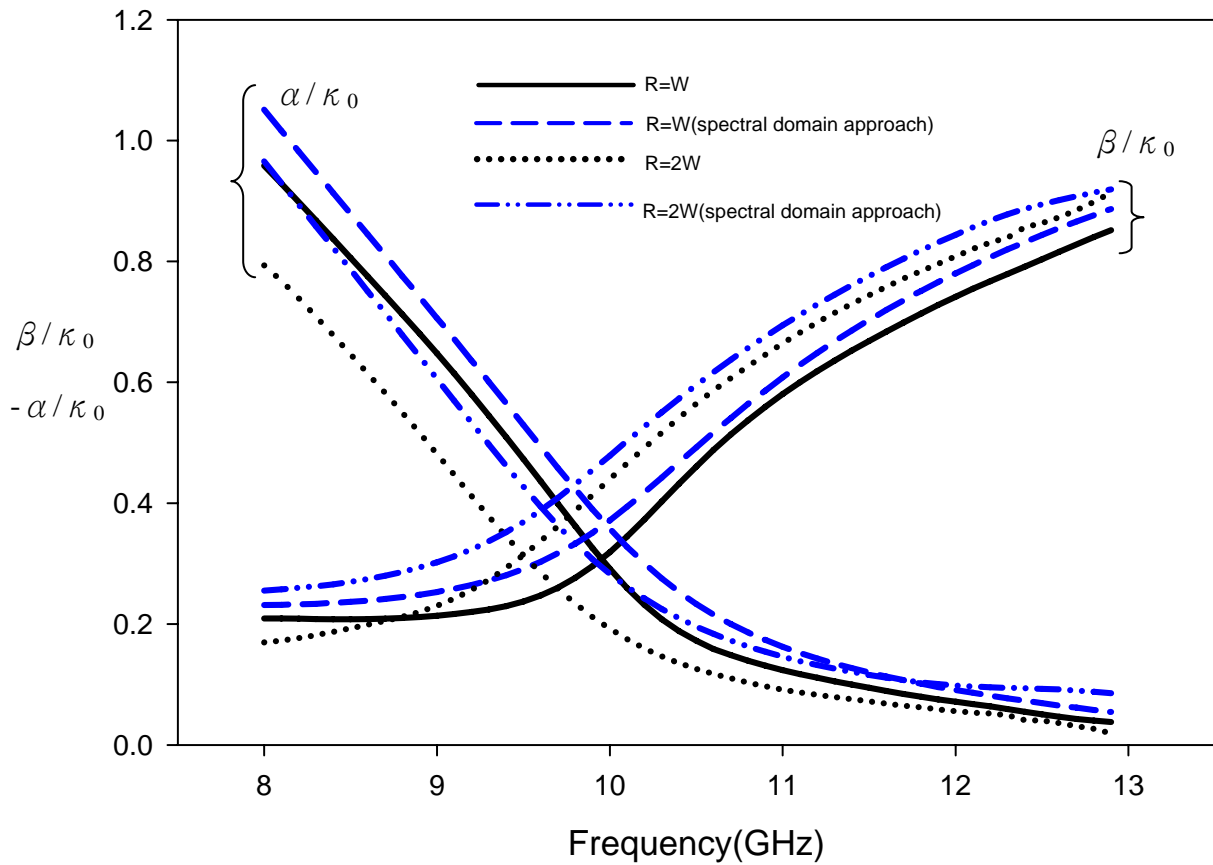
$W = 8.5\text{mm}$

$h = 1.57\text{mm}$

Dielectric constant = 2.2

圖 4-2：不同曲率下萃取的傳播常數圖

圖 4-3 是和 spectral domain approach 比較的結果，spectral domain 的數據是由 T. Kitazawa 教授所得出。可以看出在趨勢上是相符合的，絕大多數的數值誤差在可接受的範圍內，在輻射區的誤差也愈小。



$$R = W \cdot 2W$$

$$W = 8.5\text{mm}$$

$$h = 1.57\text{mm}$$

$$\text{Dielectric constant} = 2.2$$

圖 4-3：不同曲率下萃取的傳播常數和 spectral domain 比較的結果

圖 4-4 為 10G、11G 時，不同曲率的模擬場型圖。天線寬度 $W = 8.5\text{mm}$ ，天線長度 $L = 90\text{mm}$ ，基板厚度 $h = 1.57\text{mm}$ ， $\epsilon_r = 2.2$ 。我們發現 backlobe 的強度會比平面時來得大，認為可能是彎曲後，等效的 ground 會比較小，所以能量才會向下漏。

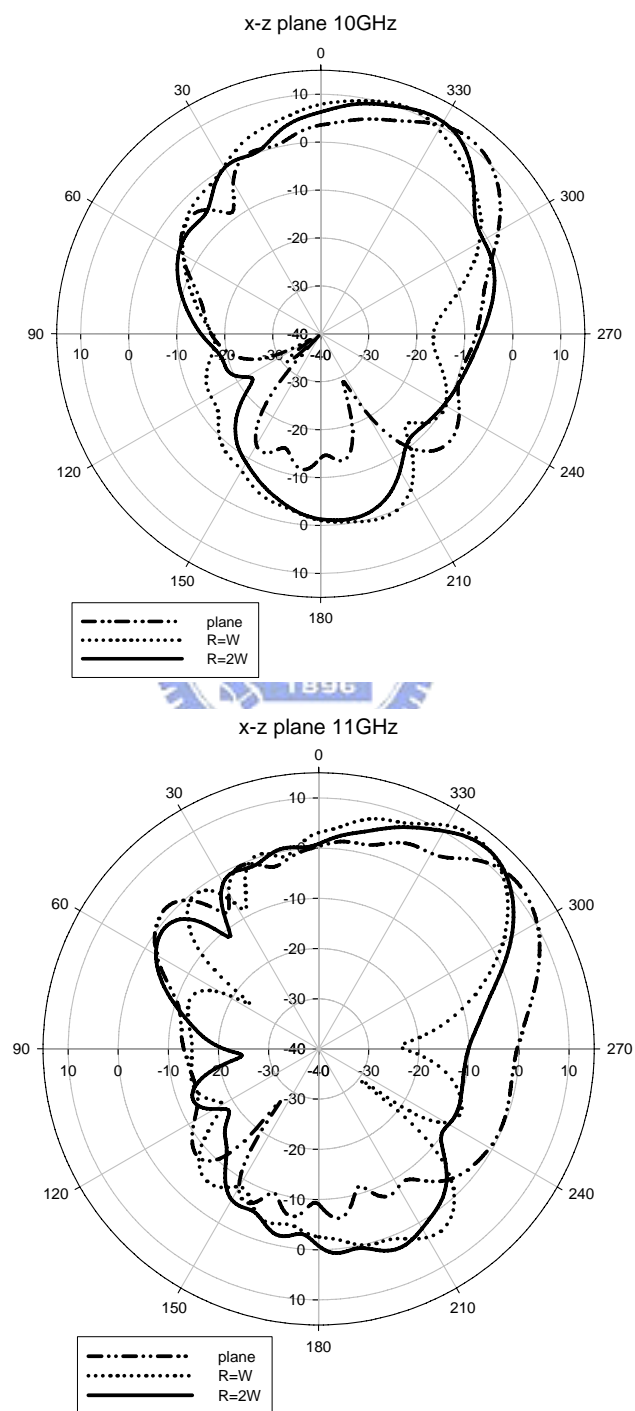


圖4-4 : 10G、11G模擬場型圖

圖 4-5 為 $R = W$ 和 $R = 2W$ 下，不同頻率的模擬場型圖。天線寬度 $W = 8.5\text{mm}$ ，天線長度 $L = 90\text{mm}$ ，基板厚度 $h = 1.57\text{mm}$ ， $\epsilon_r = 2.2$ 。可以看到頻率愈來愈大， β/κ_0 會愈大，主波束方向也漸漸往 endfire 方向偏移。

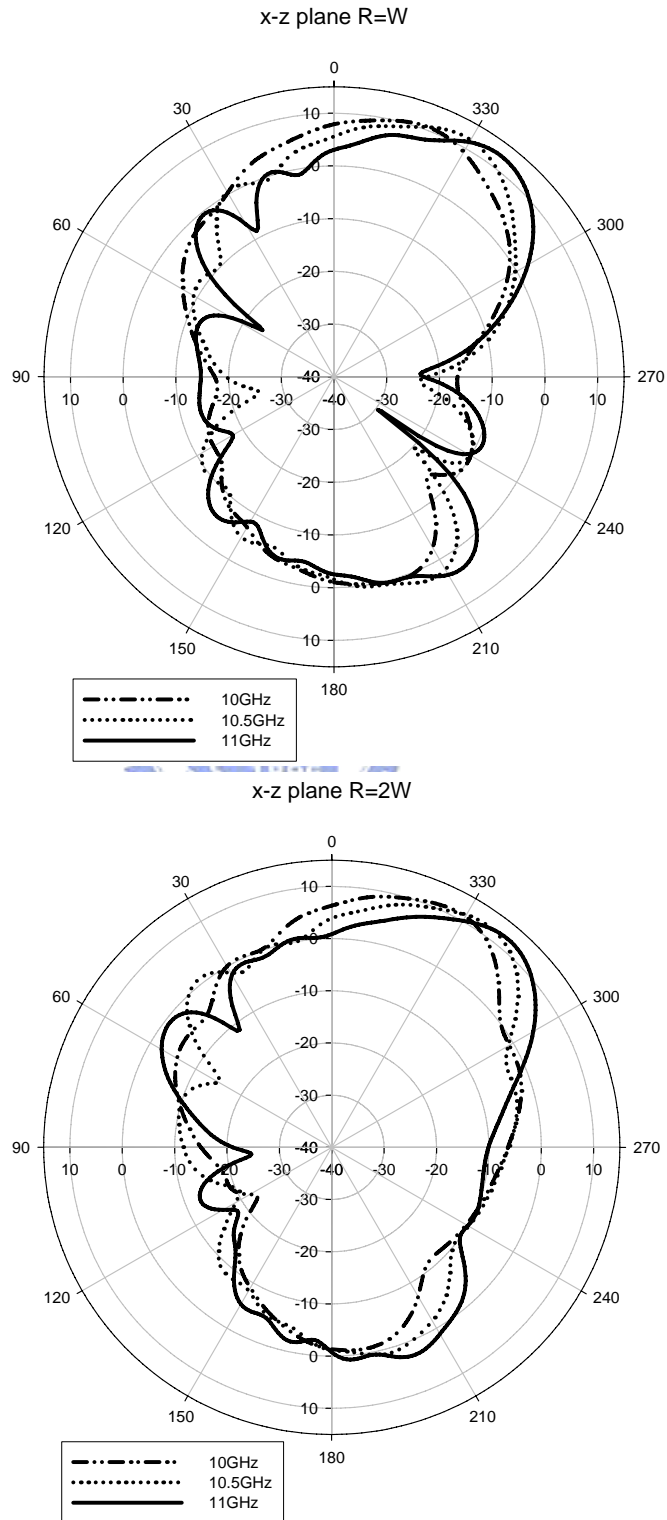


圖4-5：R = W、R = 2W 模擬場型圖

由於基板厚度 $h = 1.57\text{mm}$ ，在實作上難以彎曲，所以我們另外選擇基板厚度 $h = 0.508\text{mm}$ 的板材來實作。Rogers RT/duroid 5880 $\epsilon_r = 2.2$ ，天線寬度 $W = 10\text{mm}$ ，天線長度 $L = 150\text{mm}$ ，採用的饋入結構為 aperture-coupled feeding。圖 4-6 為實作的天線示意圖。

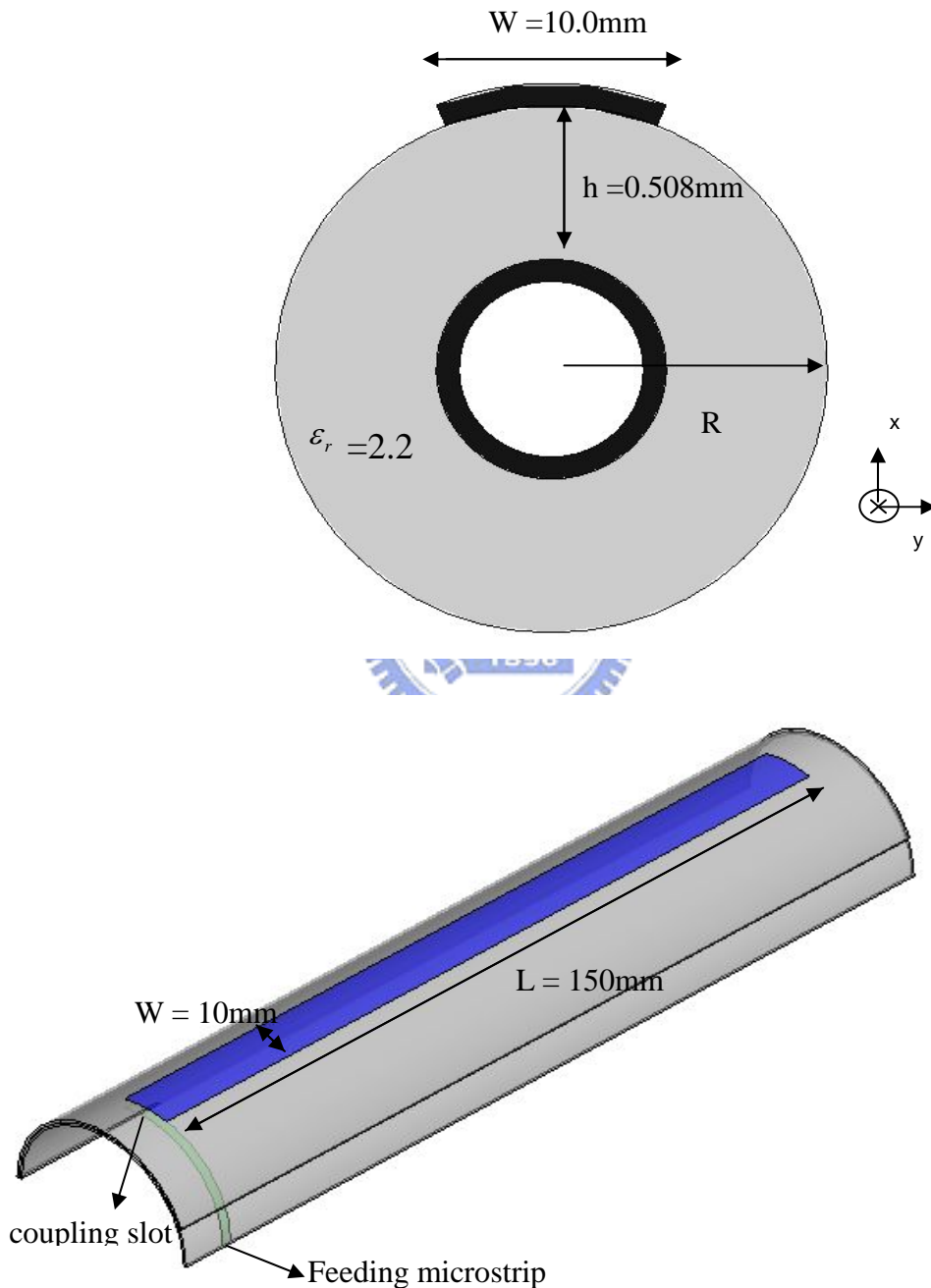


圖4-6：實作天線示意圖

圖 4-7 為實作的照片圖。由於保麗龍的介電係數接近一，比較不會影響到天線的輻射。且在曲率的決定上也比較自由，所以我們用保麗龍來彎曲天線，達到我們所需的曲率。

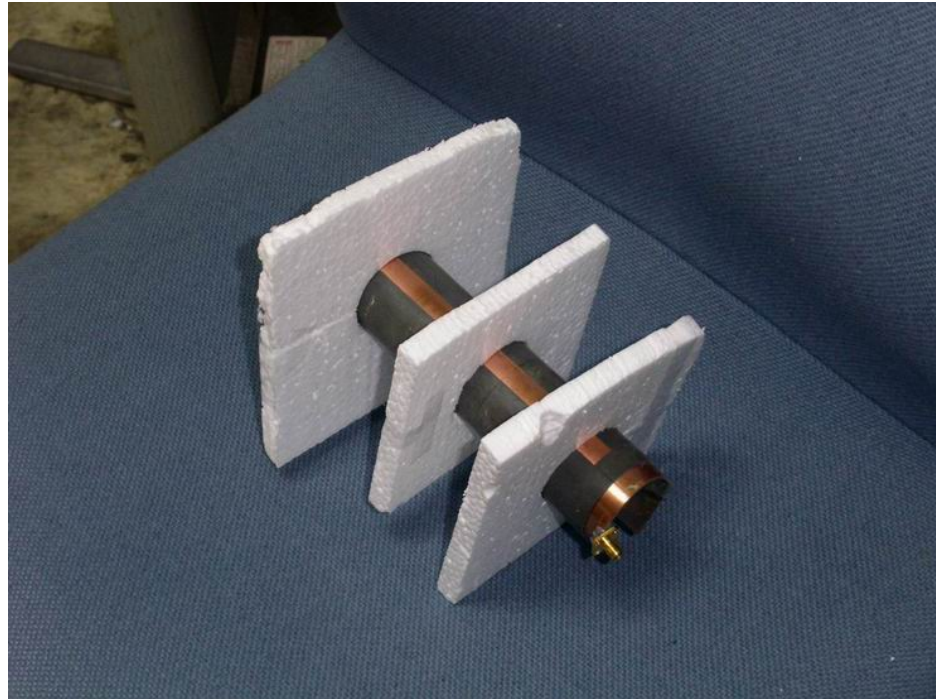


圖4-7：實作照片圖

圖 4-8 為萃取的傳播常數圖。可以看出整體的趨勢也符合結構上的物理意義。R = 3W 時，結果也趨近於平面時的情形。整個因曲率變化而改變的幅度也不若之前的天線參數來得大。

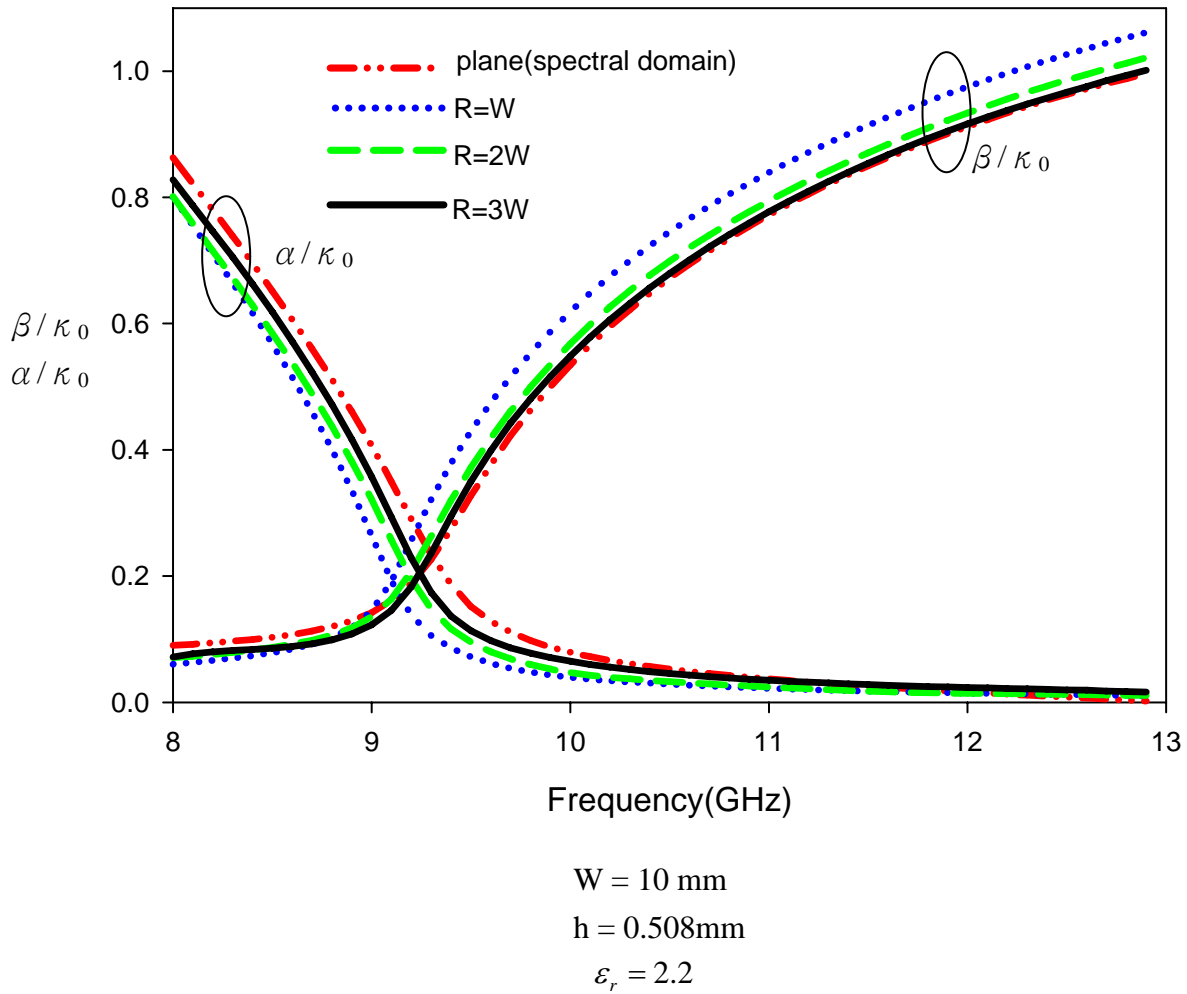


圖 4-8：萃取的傳播常數圖

圖 4-9 為 $R = 2W$ 的量測 S_{11} ，在 -10dB 以下的頻段為 $9.82\text{GHz}\sim 11.1\text{GHz}$ 。

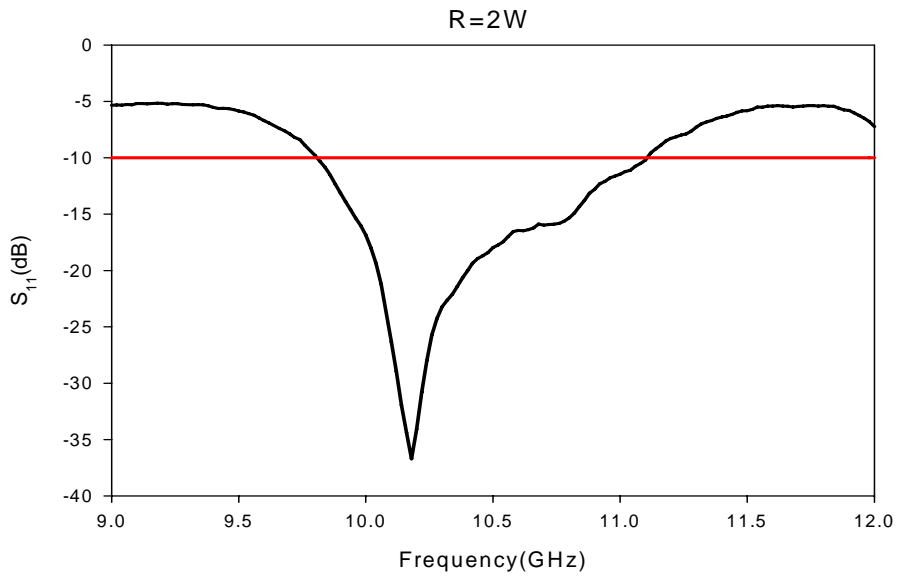


圖 4-9 : $R = 2W$ 的 S_{11} 量測

圖 4-10 為 H-plane 模擬的場型和遠場量測的場型圖：

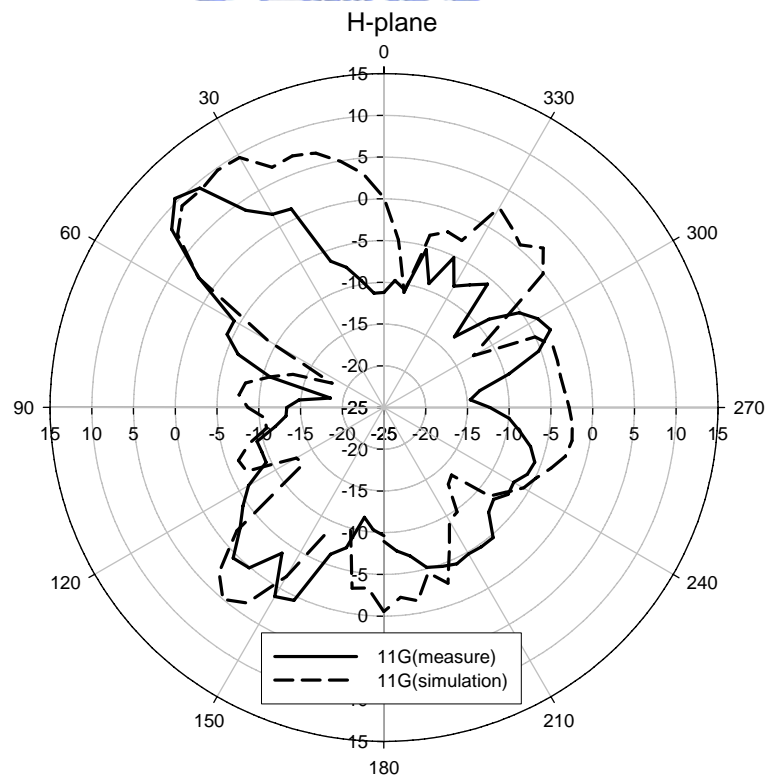
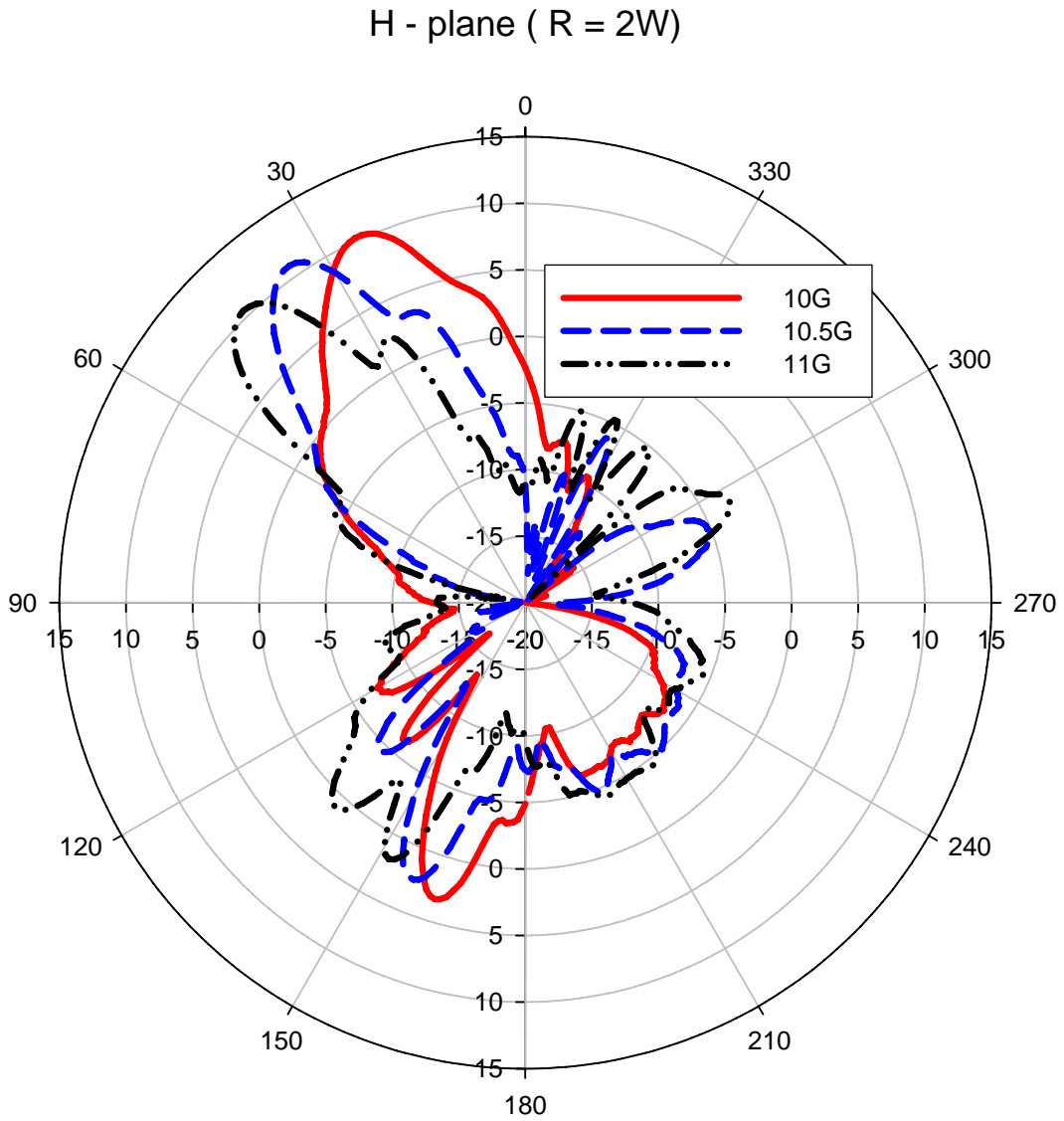


圖 4-10 : $R = 2W$ 的場型圖

圖 4-11 為不同頻率的遠場量測圖，在 10、10.5、11GHz 的增益都超過 10dB。



Mainbeam directions and gains:

10G \Rightarrow 10.22dB@ 25°

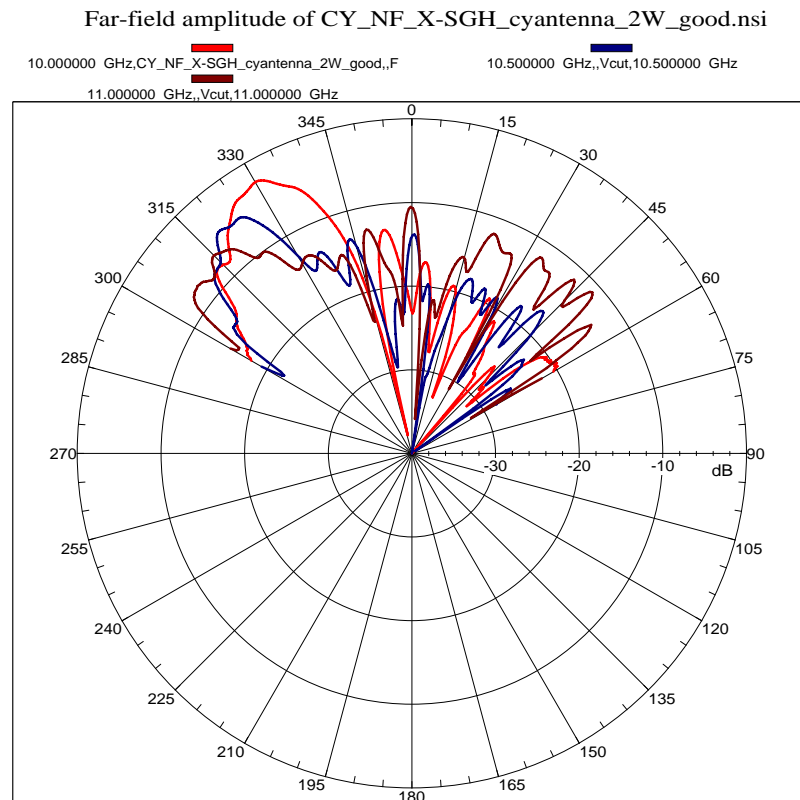
10.5G \Rightarrow 10.87dB@ 35°

11G \Rightarrow 10.47dB@ 44°

圖 4-11 : R = 2W 的遠場量測場型圖

由於實驗室新增了近場量測實驗室，所以我們也針對近場做了量測。近場量測的待測天線和前方接收天線的距離大約在 3λ 。利用近場的掃描，取得所需的數據後，再用傅立葉轉換，得到遠場的場型圖。

近場掃描的方式有兩種，一個是平面式的掃描，另一個是圓柱型的掃描。由於我的天線結構是圓柱型的，所以選擇圓柱型的掃描最為適當。待測天線作360度 azimuth 角的旋轉，前面接收天線，則作上下的掃描，如此即可得到量測的數據。圖 4-12 為 $R = 2W$ 近場量測的場型圖。



Mainbeam directions and gains:

10G \longrightarrow 9.8dB @ 29.39°

10.5G \longrightarrow 9.5dB @ 36.2°

11G \longrightarrow 9.2dB @ 41°

圖 4-12 : $R = 2W$ 的近場量測場型圖

圖 4-13 為 10GHz，R = 2W 的 3D 立體場型圖，可以看到微帶洩漏波天線一個明顯的主波束存在。

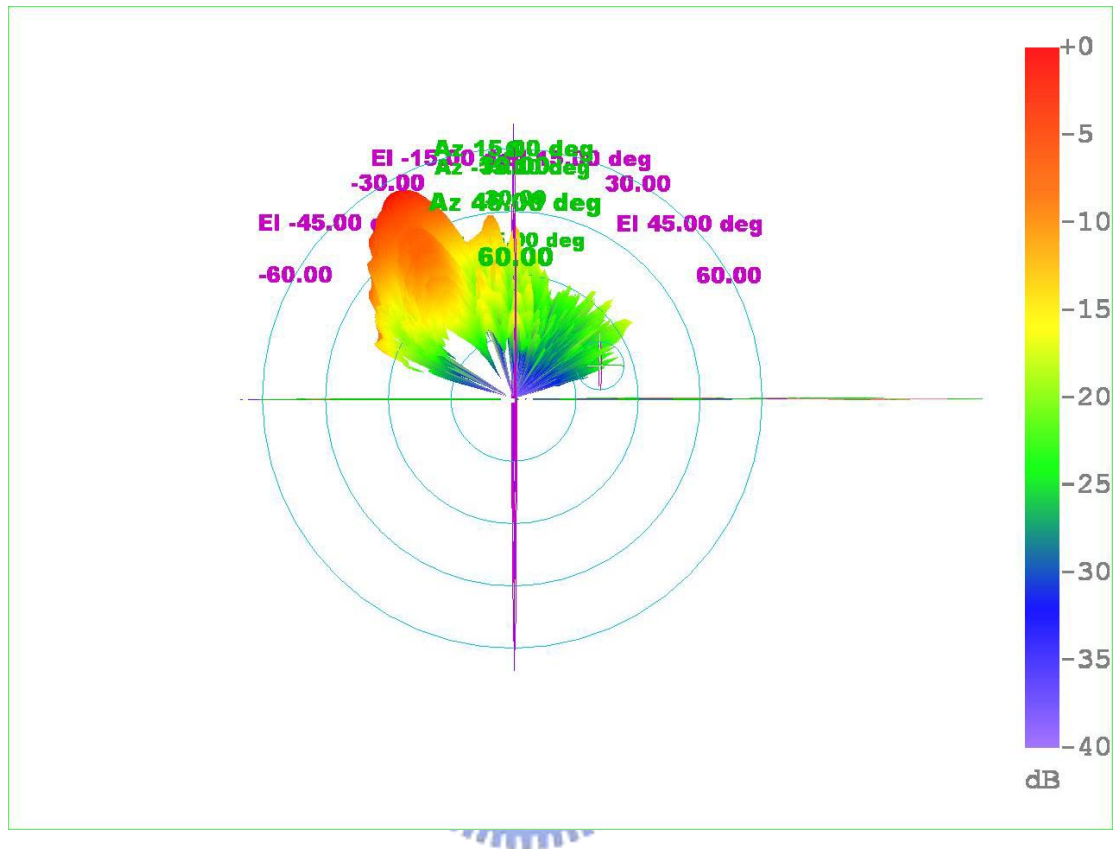


圖 4-13 : R = 2W 的近場量測 3D 場型圖

圖 4-14 為 $R = 3W$ 的量測 S_{11} ，在 -10dB 以下的頻段為 $9.48\text{GHz} \sim 11.16\text{GHz}$ 。

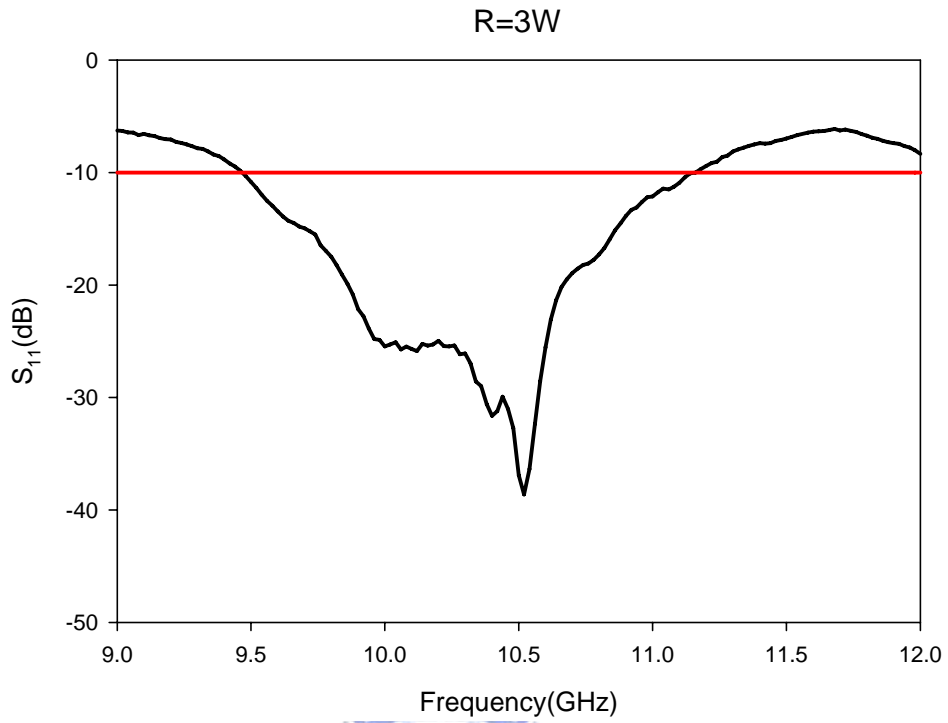


圖 4-14 : $R = 3W$ 的 S_{11} 量測

圖 4-15 為 H-plane 模擬的場型和遠場量測的場型圖：

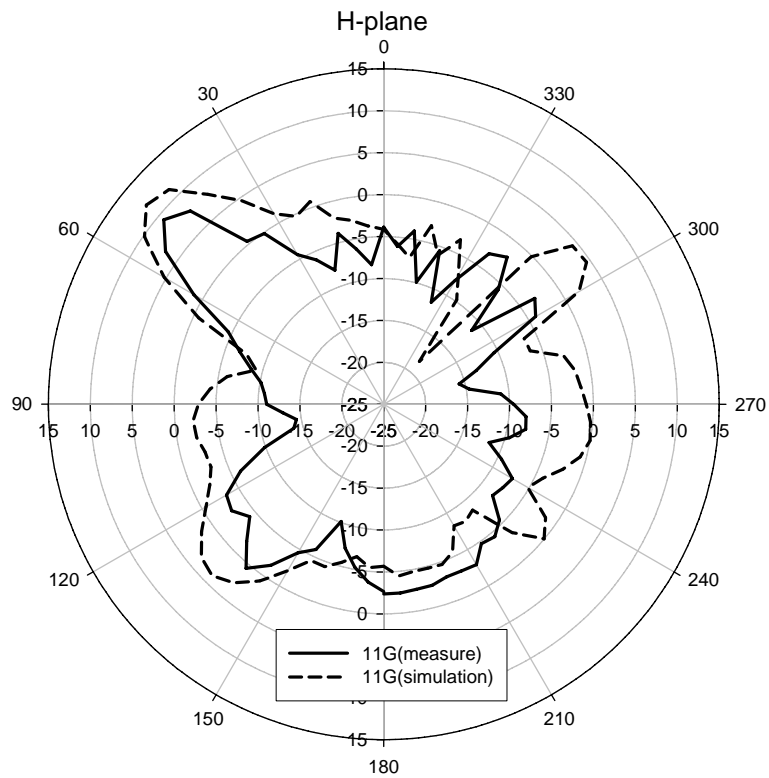
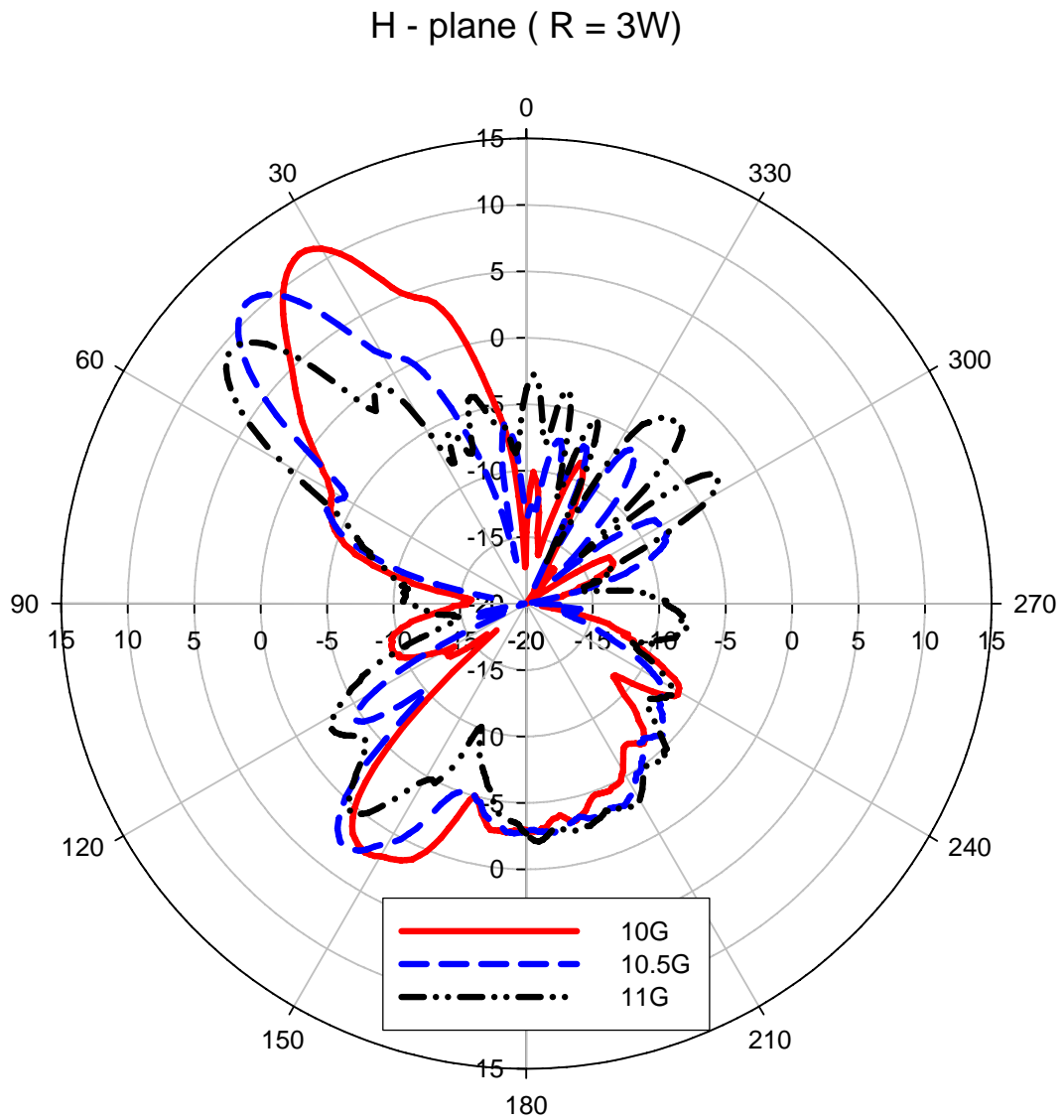


圖 4-15 : $R = 3W$ 的場型圖

圖 4-16 為不同頻率的遠場量測圖，在 10、10.5、11GHz 的增益都超過 9dB。+



Mainbeam directions and gains:

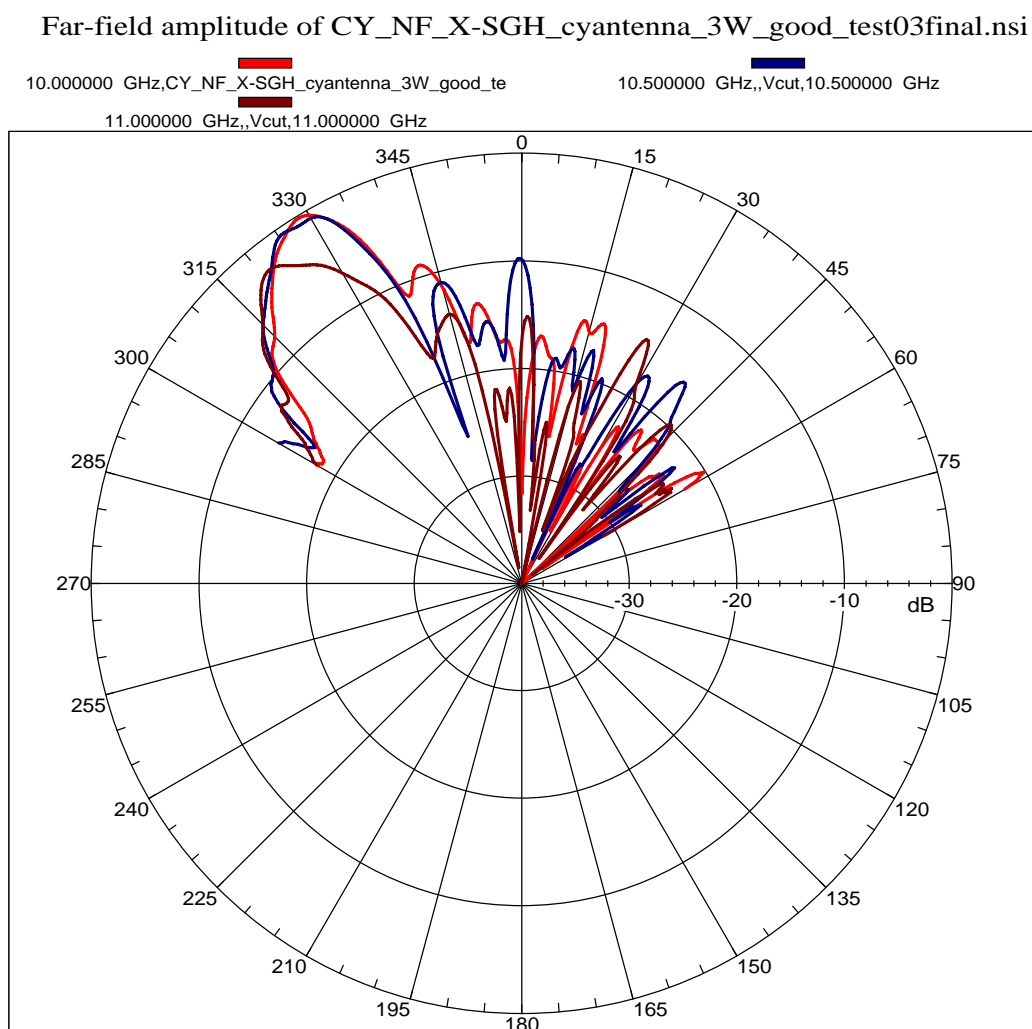
10G \Rightarrow 11.34dB @ 33°

10.5G \Rightarrow 10.89dBi @ 43°

11G \Rightarrow 9.22dBi @ 49°

圖 4-16 : R = 3W 的遠場量測場型圖

圖 4-17 為 R = 3W 的近場量測場型圖：



Mainbeam directions and gains:

10G \Rightarrow 10dB@ 30°

10.5G \Rightarrow 9.3dB@35°

11G \Rightarrow 10.2dB@42°

圖 4-17 : R = 3W 的近場量測場型圖

圖 4-18 為 10GHz，R = 3W 的 3D 立體場型圖

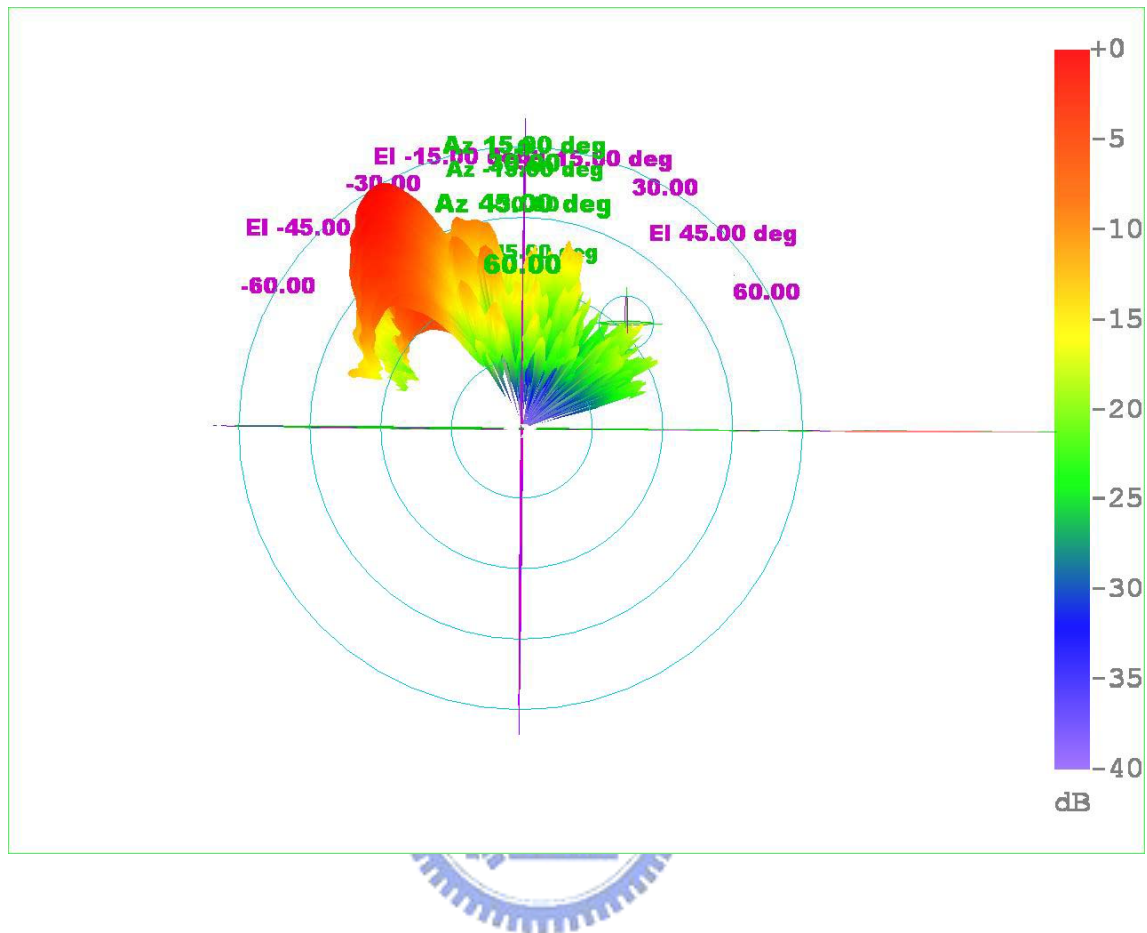


圖 4-18 : R = 3W 的近場量測 3D 場型圖

第五章 圓柱型洩漏波天線的耦合模態分析

我們將探討天線間耦合效應對傳播常數的影響，改變不同的曲率，在奇對稱和偶對稱的條件下，探討傳播常數之間的變化。天線寬度 $W = 4.3\text{mm}$ ，基板厚度 $h = 0.508\text{mm}$ ，介電常數 $\epsilon_r = 2.2$ ，天線之間的距離 $s = 8\text{mm}$ 。

圖 5-1 是它的示意圖

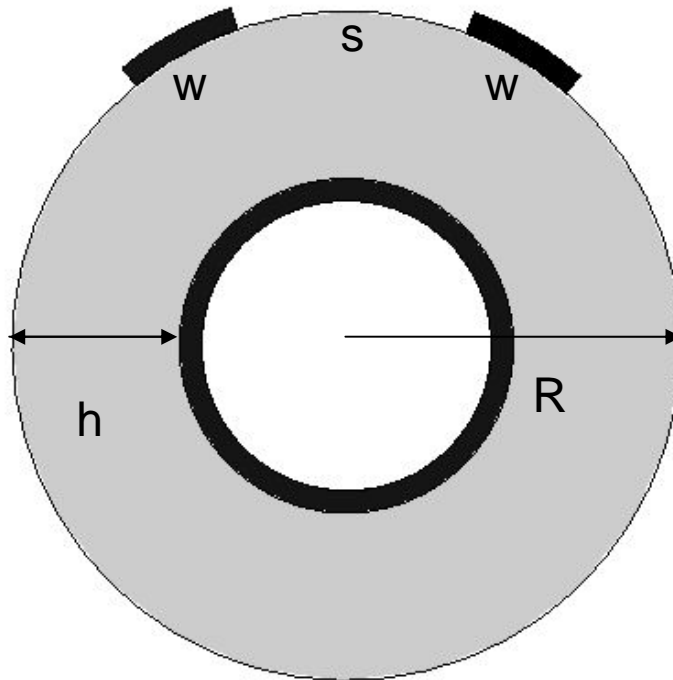


圖 5-1：耦合模態分析示意圖

我們利用 8 port 來作激發，且利用前述鏡像原理的對稱性，只需要將 S 參數作如下的轉換即可。如圖 5-2:

$$S'_{11} = S_{11}^d + S_{12}^d + S_{16}^d + S_{15}^d$$

$$S'_{21} = S_{31}^d + S_{32}^d + S_{36}^d + S_{35}^d$$

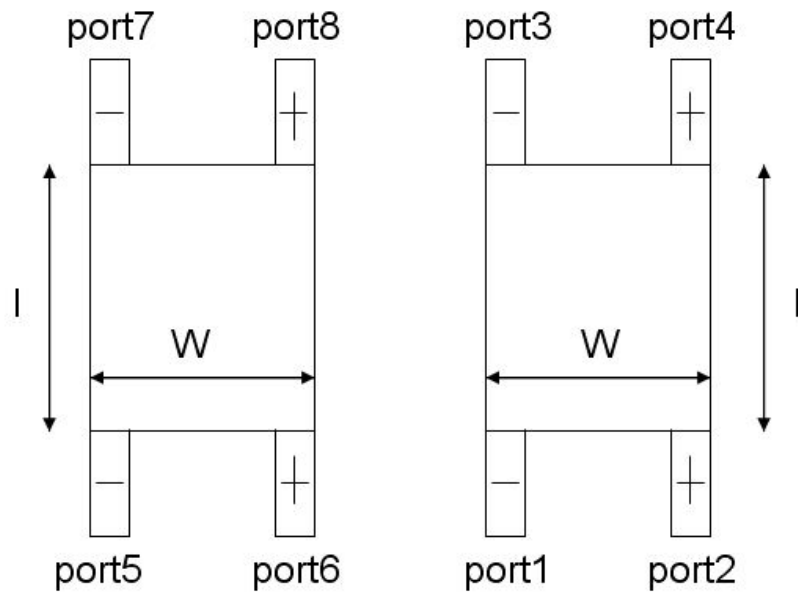


圖 5-2 : 8 port 激發電路圖

圖 5-3 為奇對稱下，不同曲率的傳播常數。圖 5-4 為偶對稱下，不同曲率的傳播常數。彎曲後的輻射區也往高頻跑，但 $R = W$ 和 $R = 2W$ 的變化沒有很大。

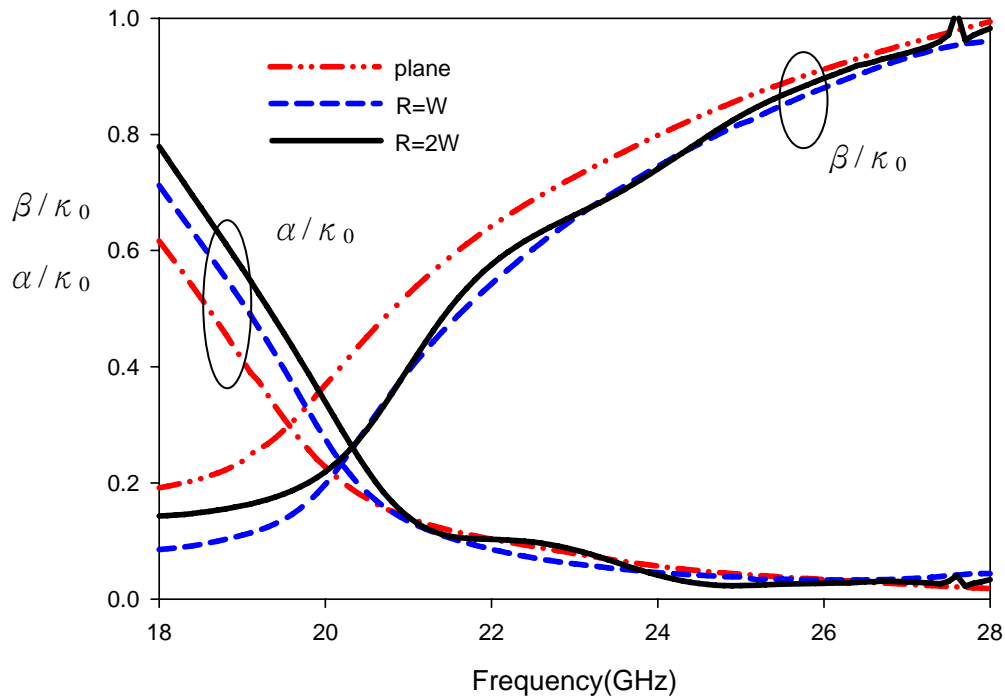


圖 5-3：奇對稱傳播常數圖

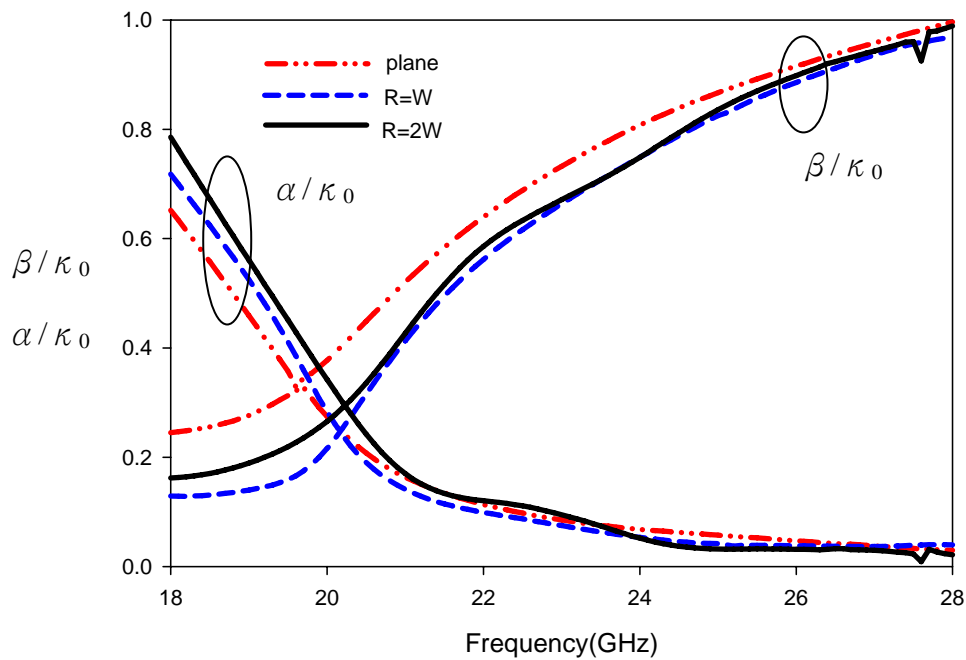


圖 5-4：偶對稱傳播常數圖

第六章 結論

(Conclusion)

我們提供一個省時且可行的模擬方法，解決圓柱型天線在模擬上的不便，使得 S 參數萃取法成功用於圓柱型的結構上。所得到的傳播常數也隨著曲率的縮小，而漸漸逼近平面時的傳播常數。另外，若稍微改變萃取參數用的天線長度 l ，其結果相去不遠，而此次都取 $l = \frac{1}{3}\lambda_0$ 。

在實作上，槽孔耦合的方式，很適合用於圓柱型的天線上。只要在實作上，克服曲率上的變化所造成槽孔和天線對位的困難，則可以很適當的激發出所需的模態。此次實作的天線，增益大約在 10dB 左右，其結果還可以接受。



參考文獻

- [1] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Arch. Electron. 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," in *Proc. 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, MD, 1986, pp. 57-60.
- [3] A. A. Oliner, "Leakage from higher modes on microstrip line with application to antenna," *Radio Sci.*, vol. 22, no.6, pp. 907-912, Nov.1987.
- [4] Y. D. Lin and J. W. Sheen, "Mode distinction and radiation-efficiency analysis of planar leaky-wave line source," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.45, pp. 1672-1680, Oct. 1997.
- [5] G. J. Chou and C.-K. C. Tzuang, "An integrated quasiplanar leaky-wave antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1078-1085, Aug. 1996.
- [6] C.-K. C. Tzuang, S.-P. Liu, and G. J. Chou, "Integrated active leaky-wave antenna employing arched microstrip line," in *Proc. 8th Asia-Pacific Microwave Conf.*, 1995, pp. 335-338.
- [7] 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.
- [8] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Excitation of the microstrip higher order leaky modes by aperture-coupling method," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.* June 2000, pp. 625-628.
- [9] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Aperture-coupled microstrip second higher order leaky-mode antenna," in *Proc. 14th Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1060-1063, 2001.

- [10] 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.
- [11] J. M. Lin, G. J. Chou, C.-K. C. Tzuang and S. Su, "Short leaky-wave antennas of sum and difference patterns," *Electron. Lett.*, vol.32, no. 14, pp. 1247-1249, July 1996.
- [12] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Aperture-coupled microstrip line leaky wave antenna with broadside mainbeam," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 14, pp. 1366-1367, July 1998.
- [13] 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," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1999, pp. 1419-1422.
- [14] H. Dib, T. Weller, M. Scardelletti and M. Imparato, "Analysis of cylindrical transmission lines with the finite-difference time-domain method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 509-512, Apr. 1999.
- [15] H. Yamamoto, H. Miyagawa, T. Nishikawa, K. Wakino and T. Kitazawa, "Full-wave analysis for propagation characteristics of cylindrical coplanar waveguides with finite thickness of conductor," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2187-2195, June 2005.
- [16] J. W. Sheen, Y. D. Lin and T. L. Chen, "A leaky-mode s-parameter extraction technique for efficient design of the microstrip line leaky-wave antenna," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1999, pp. 175-178.
- [17] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line," *Electron. Lett.*, vol.21, pp.49-50, Jan.1985.