

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



寬頻偏心雙環形洩漏波天線

Eccentric Dual-Ring Broadband
Leaky-Wave Antennas

研究生：彭士彥 (Shih-Yeng Peng)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十六年六月

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

寬頻偏心雙環形洩漏波天線

Eccentric Dual-Ring Broadband Leaky-Wave Antennas



研究生：彭士彥 (Shih-Yeng Peng)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十六年六月

寬頻偏心雙環形洩漏波天線

Eccentric Dual-Ring Broadband Leaky-Wave Antennas

研究生：彭士彥 Student : Shih-Yeng Peng

指導教授：林育德 博士 Advisor : Dr. Yu-De Lin

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

1896

A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年六月

寬頻偏心雙環形洩漏波天線

研究生：彭士彥

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

摘要

在本論文中，我們使用槽孔耦合的方式來激發微帶線第一高階模，饋入結構與輻射天線被一個接地面隔離。此種方式能夠分別去將饋入結構與輻射天線去最佳化，這使得設計更為簡單。

一般的洩漏波天線具有結構簡單、高增益、高輻射效率、及低成本等優點。但是為了能夠輻射完全，天線長度要夠長，天線尺寸會比較大。因此，我們嘗試用環形天線的結構來達到縮減尺寸的目的。此外，我們也嘗試將兩個環形天線串接起來以達到寬頻的應用。

Eccentric Dual-Ring Broadband Leaky-Wave Antennas

Student: Shih-Yeng Peng

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we use aperture-coupled feeding method to excite microstrip first higher order mode, the feeding structure and radiating antennas are isolated by the ground plane. This method allows independent optimization of both the feeding structure and the radiating antennas, thus makes antenna design simpler.

Generally, leaky wave antennas have the advantages: low profile, high gain, high radiation efficiency and low cost. To leak the energy completely in our leaky wave antenna, the antenna length must be long enough, thus the antenna size becomes larger. So, we try to use annular ring structure to reduce the size. Besides, we also try to make a dual-ring structure in series-fed method for broadband application.

謝誌

首先要感謝林育德博士在碩士生涯這兩年來的指導與關心，提供了一個良好的環境供我做研究。並且在我遇到瓶頸的時候，熱心與我討論，以豐富寶貴的經驗給予我研究上的指正與提點，讓我對於電波領域的知識能有些許的增長及領悟以完成這本論文。

再來要感謝洪萬鑄博士在我新的研究課題上面，不吝給我許多新穎的想法及指教，使我在茫茫學海當中能有一絲光明。特別要感謝博士班林烈全學長，兩年來花了許多寶貴的時間在課業上、在實務經驗上不厭其煩教導資質駑鈍的我。

感謝已經畢業一年的學長們在我碩一時候的指導，接著是兩年來陪伴我的同學，郭宏德、曾智聰、呂旻翰以及學弟們，有了他們的互動與相處讓碩士生涯變得更多彩多姿，尤其是郭宏德，兩年來一起走過了很多事情，點滴銘記於心。

最後要感謝最支持我的家人，我最親愛的爸爸、媽媽、還有弟弟，謝謝你們無條件的支持，讓我能夠沒有後顧之憂完成我的學業。



目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iii
目錄.....	iv
圖錄.....	v
表錄.....	vii
第一章 導論.....	1
1.1 工程背景與動機.....	1
1.2 章節大綱.....	2
第二章 基本原理及特性.....	3
2.1 洩漏波天線的原理及特性.....	3
2.2 槽孔耦合饋入的原理及應用.....	8
第三章 環形微帶洩漏波天線設計.....	9
3.1 前言.....	9
3.2 設計流程.....	10
3.2.1 8mm 未折繞平面式洩漏波天線.....	12
3.2.2 6.5mm 未折繞平面式洩漏波天線.....	15
3.3 環形洩漏波天線.....	18
3.3.1 8mm 寬單一環形洩漏波天線.....	18
3.3.2 6.5mm 寬單一環形洩漏波天線.....	22
3.4 雙環形洩漏波天線.....	26
第四章 結論.....	33
參考文獻.....	34

圖錄

圖 2-1	微帶洩漏波天線的示意圖.....	3
圖 2-2	微帶線正規化的傳播特性曲線圖.....	4
圖 2-3	槽孔耦合饋入洩漏波天線的示意圖.....	5
圖 2-4	相異厚度微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖.....	6
圖 2-5	相異寬度微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖.....	6
圖 2-6	槽孔耦合饋入微帶洩漏波天線結構示意圖.....	8
圖 3-1	微帶洩漏波天線在寬頻上的應用方式.....	9
圖 3-2	中央饋入微帶洩漏波天線.....	10
圖 3-3	6.5mm 微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖.....	11
圖 3-4	8mm 微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖.....	11
圖 3-5	微帶天線結構設計參數示意圖.....	12
圖 3-6	W=8mm 長條形微帶洩漏波天線 S_{11}	13
圖 3-7	W=8mm 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率 xz 平面輻射場型.....	14
圖 3-8	W=8mm 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率 yz 平面輻射場型.....	14
圖 3-9	W=8mm 長條形微帶洩漏波天線在 10.4GHz 時的電流分佈.....	15
圖 3-10	W=6.5mm 長條形微帶洩漏波天線 S_{11}	16
圖 3-11	W=6.5mm 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率 xz 平面輻射場型.....	17
圖 3-12	W=6.5mm 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率 yz 平面輻射場型.....	17
圖 3-13	W=6.5mm 長條形微帶洩漏波天線在 12.5GHz 時的電流分佈.....	18
圖 3-14	環形微帶天線結構設計參數示意圖.....	19
圖 3-15	W=8mm 環形微帶洩漏波天線 S_{11}	20
圖 3-16	W=8mm 環形微帶洩漏波天線在不同頻率 xz 平面輻射場型.....	20
圖 3-17	W=8mm 環形微帶洩漏波天線在不同頻率 yz 平面輻射場型.....	21
圖 3-18	W=8mm 環形微帶洩漏波天線在 10.4GHz 時的電流分佈.....	21
圖 3-19	W=8mm 環形微帶洩漏波天線在 10GHz 時的電流分佈.....	22

圖 3-20	W=6.5mm 環形微帶洩漏波天線 S_{11}	24
圖 3-21	W=6.5mm 環形微帶洩漏波天線在不同頻率 xz 平面輻射場型.....	24
圖 3-22	W=6.5mm 環形微帶洩漏波天線在不同頻率 yz 平面輻射場型.....	25
圖 3-23	W=6.5mm 環形微帶洩漏波天線在 13.3GHz 時的電流分佈.....	25
圖 3-24	雙環形微帶洩漏波天線結構示意圖.....	26
圖 3-25	雙環形微帶洩漏波天線實體照片.....	27
圖 3-26	雙環形微帶洩漏波天線 S_{11}	27
圖 3-27	修正型雙環形微帶洩漏波天線結構示意圖.....	28
圖 3-28	修正型雙環形微帶洩漏波實體照片.....	29
圖 3-29	修正型雙環形微帶洩漏波天線 S_{11}	29
圖 3-30	修正型雙環形微帶洩漏波天線在 10.9GHz 下的 xz plane 輻射場型.....	30
圖 3-31	修正型雙環形微帶洩漏波天線在 10.9GHz 下的 yz plane 輻射場型.....	31
圖 3-32	修正型雙環形微帶洩漏波天線在 13GHz 下的 xz plane 輻射場型.....	31
圖 3-33	修正型雙環形微帶洩漏波天線在 13GHz 下的 yz plane 輻射場型.....	32

表錄

表 3-1	8mm 微帶天線設計參數.....	13
表 3-2	6.5mm 微帶天線設計參數.....	15
表 3-3	8mm 環形微帶天線設計參數.....	19
表 3-4	6.5mm 環形微帶天線設計參數.....	23



第一章 導論 (Introduction)

1.1 工程背景與動機

平面天線由於結構簡單，成本低廉，容易製作的特性，使得其被廣泛使用在各種應用當中，例如無線通訊，智慧型標籤及汽車防撞雷達系統的前端天線當中 [1]。在許多窄頻的應用上面，諧振型的天線最被廣泛應用，因為其天線尺寸小（若使用高介電係數的基板則尺寸可更進一步縮減）、匹配網路設計容易。但在毫米波 (millimeter-wave) 及寬頻的應用上面，諧振型的天線有其天生頻寬不寬的限制，在設計陣列的匹配網路上也很複雜。在平面傳輸線上的高階模態洩漏波的特性已被廣泛的研究 [2]-[5]，由研究中可知微帶洩漏波天線的頻寬比起一般諧振型的貼片天線 (patch antenna) 或偶極天線 (dipole antenna) 要來的寬上許多，在加上其製作上的簡單性，使其非常適合應用在毫米波的頻段。洩漏波天線有幾個特性，例如它具有掃頻 (frequency-scanning) 的特性，隨著頻率的變動，天線的主波束會有不同角度的改變 [6]；多波束 (multi-beam) 的天線 [7]；點對點高增益天線 (point-to-point high gain antenna) [8]。設計者可依不同的特性來將之發揮到不同的應用當中。為了要設計洩漏波天線，有幾個問題應該要注意：在結構中是否有高階洩漏模態存在於需要的頻段當中？若有，其輻射效率是否良好？如何有效率的去激發一個高階洩漏模？而其輻射場型又是如何等等。

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：微帶線到槽線 (microstrip-to-slotline) [9]，同軸到微帶線 (coaxial-to-microstrip)

[10]，槽孔耦合 (aperture-coupled) [11]，和微帶線到共平面夾心帶線CPS (microstrip-to-coplanar strips) [12]。

要設計洩漏波天線最大的困難就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。在本論文當中，我們使用槽孔耦合 (aperture-coupled) 的方式來激發微帶線第一高階模。

1.2 章節大綱

本論文第二章介紹洩漏波天線的基本原理及特性，第三章介紹第一高階模環形洩漏波天線的設計及量測結果，第四章為結論。



第二章 基本原理及特性

2.1 洩漏波天線的原理及特性

微帶洩漏波天線由W. Menael在1979年所提出，之後由A. A. Oliner及K. S. Lee精確的推導出微帶線上高階模的橫向共振特性、輻射特性及輻射範圍的判定。圖2-1為一簡單的微帶洩漏波天線示意圖，圖2-2為微帶線上第一高階模之電流分佈與週期（T）的關係圖，由圖2-2可以看出微帶洩漏波天線第一高階模的縱向電流分佈為一奇模，在天線寬度的中間可視作有一電牆，並且隨著長度輻射功率，為一行波（traveling-wave）天線，隨著長度漸漸輻射出去，電流強度亦隨行進距離遞減。

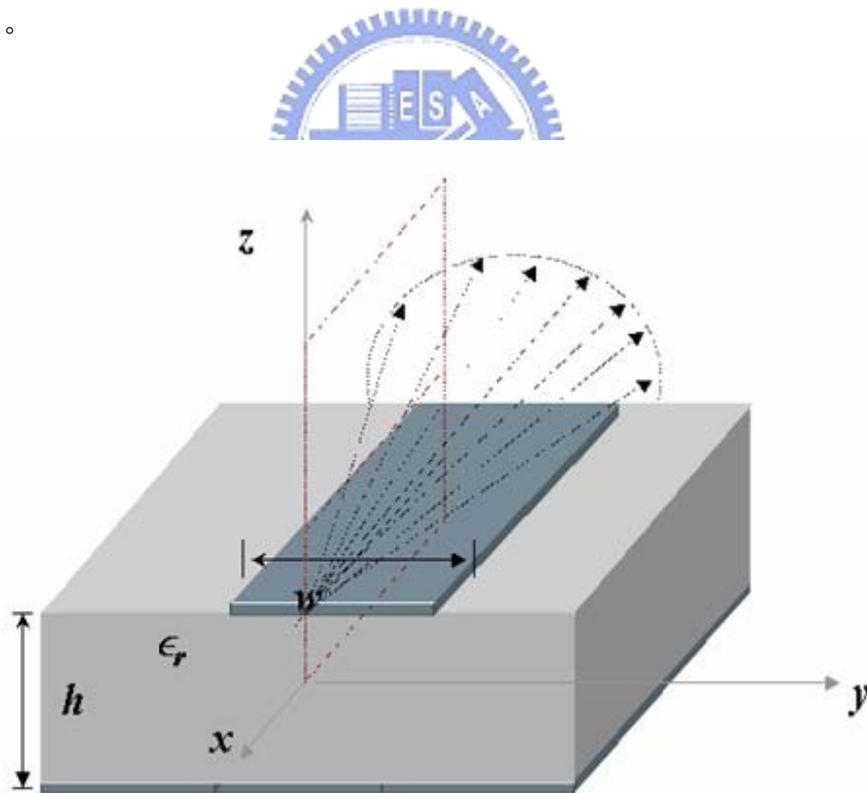


圖2-1：微帶洩漏波天線及洩漏波在空間的分布（斜線箭頭處）

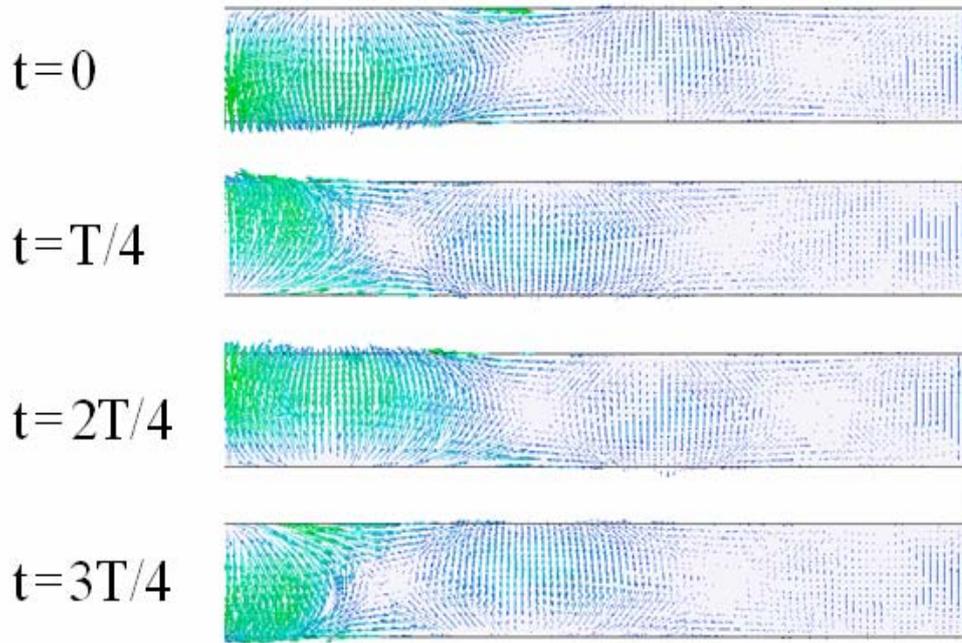


圖2-2：微帶線上第一高階模之電流分佈與週期（T）關係圖

洩漏波天線的輻射特性及範圍可以藉由傳播常數來決定，傳播常數為一複數（ $\gamma = \beta - j\alpha$ ），相位常數為 β ，損耗常數為 α 。微帶線上電場的分佈 $E = E_0 e^{-j\beta x} e^{-\alpha x}$ ， x 是波行進的方向。圖2-3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），兩者的值皆會隨著頻率改變。圖中可分為三個區域，分別為：

(I) 區：reactive region

(II) 區：radiation region

(III) 區：bound mode region

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm} \quad w = 8 \text{ mm}$$

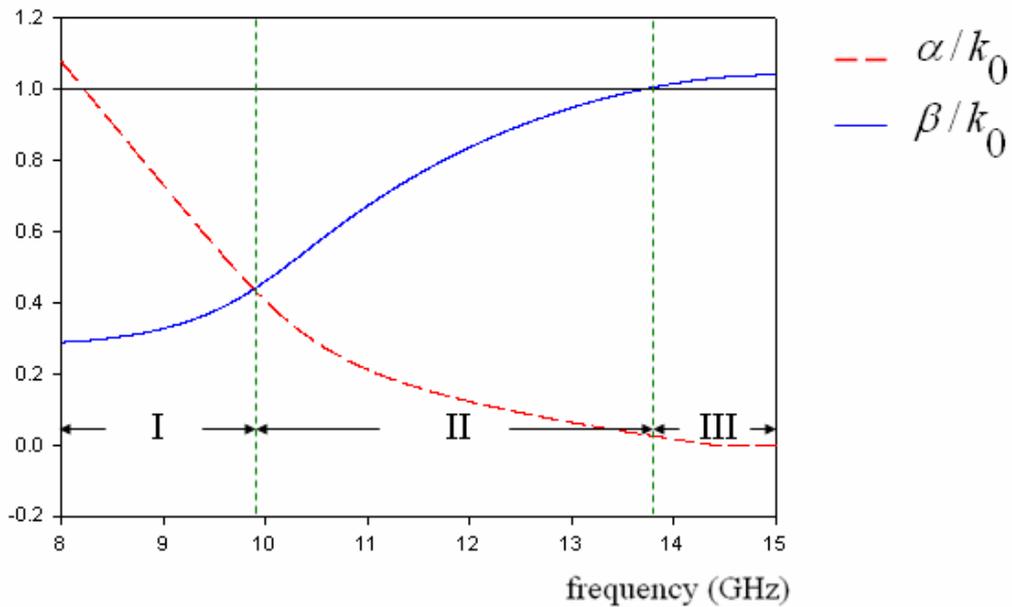


圖2-3：微帶線上第一高階模正規化之傳播常數特性曲線圖

在reactive region(I)中， $\beta < k_0$ ，並且有較大的 α ，由於衰減的特性，能量很快就被衰減掉，不會輻射出去。radiation region(II)起始點的位置在於相位常數 β 等於損耗常數 α ($\beta \sim \alpha$)的交點一直到相位常數 β 等於自由空間中波數 κ_0 ($\beta \sim k_0$)，在此區能量會隨著波的行進慢慢輻射出去。在(III)區， $\beta > k_0$ ，並且 α 很小，進入bound mode region，在這個區域中，能量沿著天線往前傳，沒有輻射的現象。

α/κ_0 與 β/κ_0 的值除了是頻率的函數，也與基板厚度、介電常數、微帶線寬度有關，當基板介電常數上升， 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，甚至會導致輻射區域的消失。而由於基板厚度的增加，輻射的頻段會變小，這是因為增加厚度容易激發表面波的產生，使洩漏波的頻段變窄。圖2-4、2-5為 α/κ_0 以及 β/κ_0 在不同基板厚度及微帶線寬度下對頻率的關係圖。

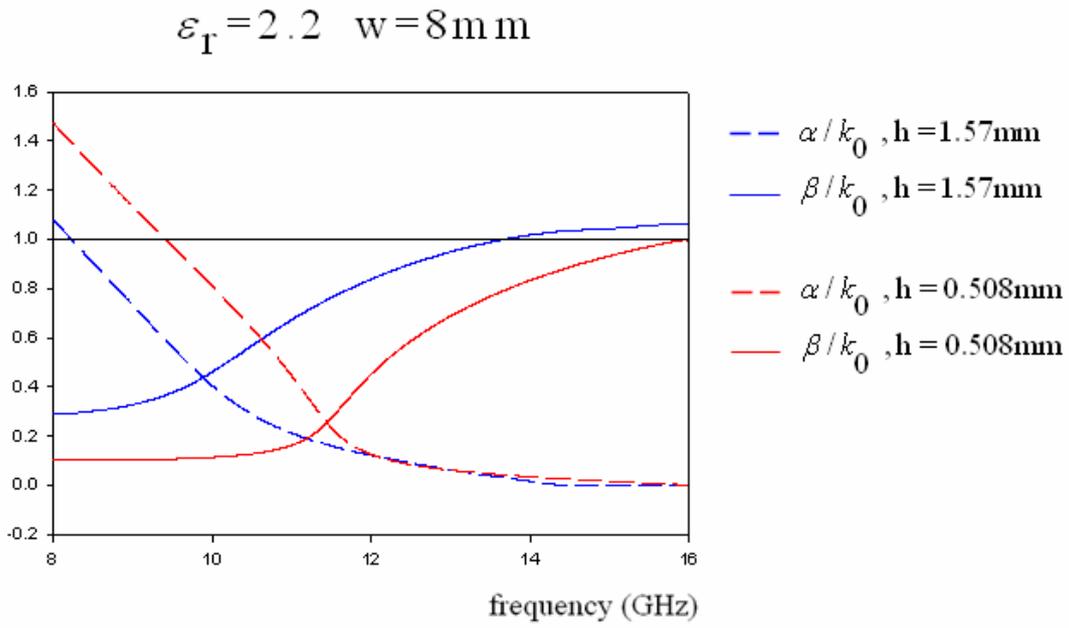


圖2-4：相異厚度微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖

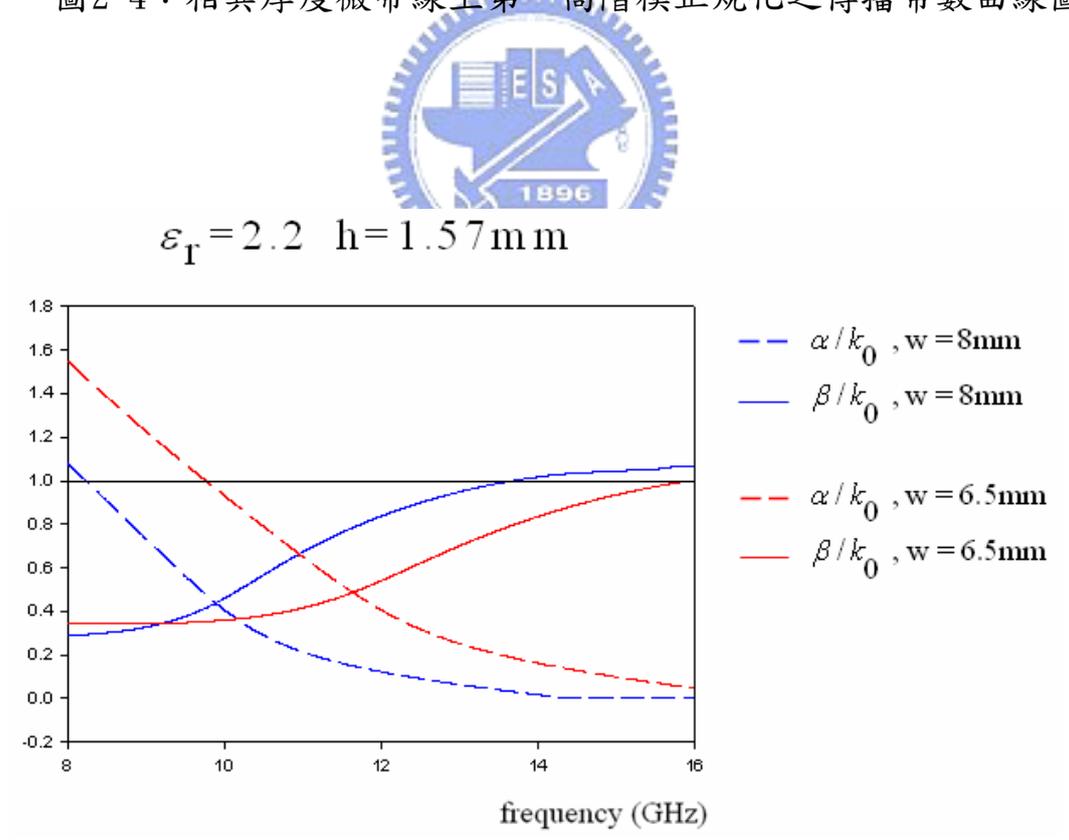


圖2-5：相異寬度微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖

由圖2-4可觀察出，當基板厚度變薄，輻射區域往高頻偏移，而且在相同的 β 下， α 的值會比較小。對於一個洩漏波天線而言，較小的 α 值代表天線所需的長度就要更長，以免能量到天線前端開路時尚未洩漏完全而反彈回來。

由圖2-5則可觀察出，當天線寬度變窄，則操作頻率往高頻偏移。洩漏波天線的能量衰減與波束寬度均與 α 的值有關，想要將天線的能量完全洩漏出來，要有夠長的天線長度讓能量衰減完畢，以免從天線的開路端反彈回來，造成旁波束的問題。

選擇天線長度的原則可以用一近似的式子：剩餘在天線末端的功率($e^{-2\alpha L}$)小於百分之十可大約算出天線的長度 L 。而天線的波束寬度，在 α 值小的時候因為有較小的輻射比率，可等效視為一較長的線源天線，因此可得到較窄的波束寬度，反之較大的 α 值可將天線視為一較短的線源天線，可得到較大的波束寬度。

而天線的輻射場型可以用三個特性來表示：主波束指向角度、3dB波束寬及旁波束的分佈。一般在一夠長的洩漏波天線中，主波束指向角 $\theta \cong \cos^{-1}(\beta/\kappa_0)$ ， 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，如圖2-1斜線箭頭處所示，又由於 β/κ_0 會隨頻率改變，所以主波束會隨頻率而掃描。

2.2 槽孔耦合饋入的原理及應用

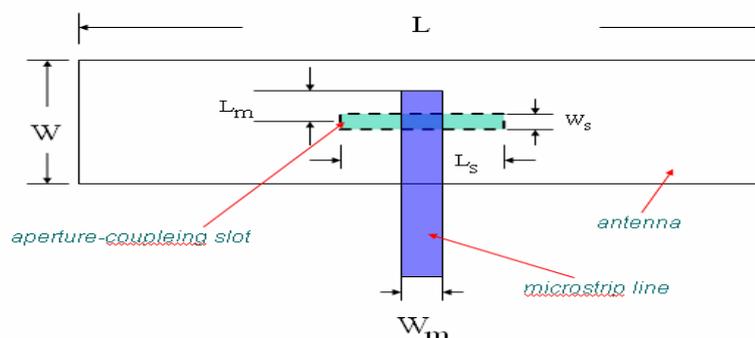


圖2-6：槽孔耦合饋入微帶洩漏波天線結構示意圖

圖2-6為槽孔耦合饋入洩漏波天線的示意圖，槽孔耦合饋入微帶天線的方式由D. M. Pozar在1985年所提出[13]，將槽孔放在天線寬度的中央來激發我們所需的第一高階模，利用調整 L_m 的大小來完成阻抗匹配，由於槽孔用途為耦合能量到天線，因此 w_s 不需要太寬，而且 w_s 太寬會有backlobe變大的問題， L_s 不可為 $0.5\lambda_g$ ，以免在激發第一高階模的同時槽孔共振。

選擇槽孔耦合饋入的原因，除了設計簡單，匹配容易，並且可以激發第一高階模外，它在設計上也有許多優點。由於在天線和饋入結構之間有一層金屬接地面的阻隔，可防止饋入電路影響到天線本身的輻射場型，也因為饋入結構和天線在不同的基板上再加上金屬地面的阻隔，設計的時候可以分別對饋入結構及天線去做最佳化的設計，而不用考慮兩者間相互的影響，這使得設計的難度及考量的因素減少許多。對於一個陣列的應用，也能將匹配網路的建構簡單化。最後，由於洩漏波天線的輻射區頻寬頗大，因此饋入電路的設計上會選擇一寬頻的饋入，而槽孔耦合的饋入方式可以達到這樣的要求。

第三章 環形微帶洩漏波天線設計

3.1 前言

一般的矩形微帶洩漏波天線需要較長的長度來將能量洩漏完畢，選擇天線長度的標準，通常為 $e^{-2\alpha L} < 0.1$ 時的L。因此，天線的尺寸會過大，因此我們將天線折繞成環形，藉此來降低天線的尺寸。再來，我們可以往更寬頻的應用去著手，要往寬頻的應用有幾種方式，如圖3-1所示，一種是將各種不一樣的天線寬度一段一段的連接起來，讓天線寬度由寬緩變到窄，由於每一段天線的寬度不同，其 α 、 β 值亦不同，代表每段天線的工作頻段不同，如能順利的做好阻抗匹配，藉著連接每一段天線的操作範圍可以達到寬頻的效果。另一種是同心圓的雙（多）環形結構，我們將兩個操作在不同工作頻率的環形洩漏波天線用串接的方式來饋入，以期能同時在兩個環的輻射區域中激發第一高階模，達到增加頻寬的作用。

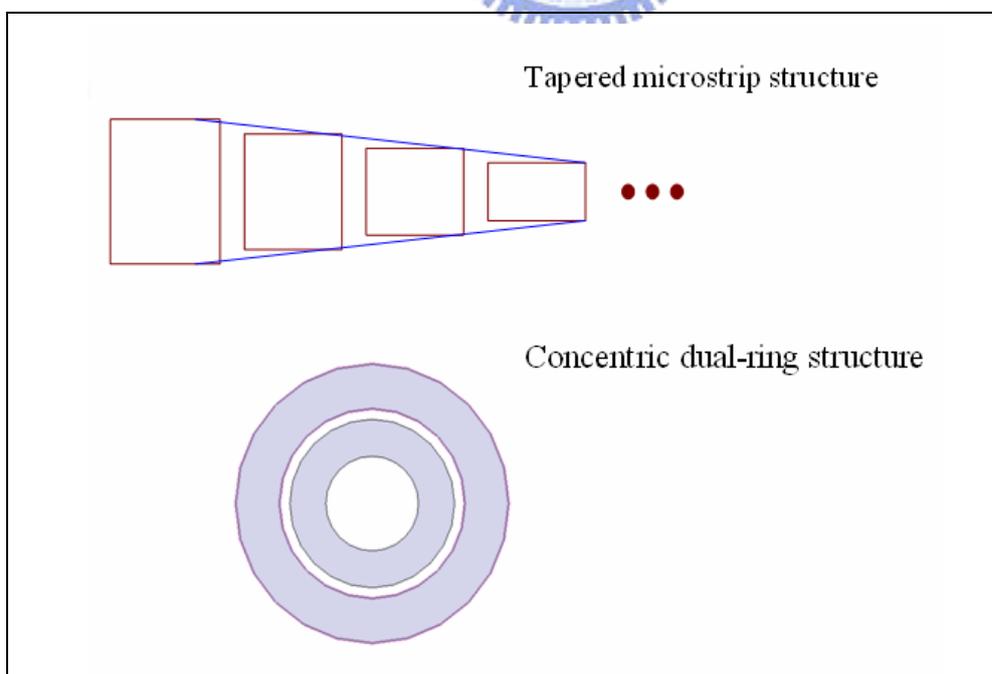


圖3-1：微帶洩漏波天線在寬頻上的應用方式

3.2 設計流程

圖 3-2 為一從中央槽孔耦合饋入的矩形微帶洩漏波天線分層結構示意圖，上層基板介電常數 ϵ_{r1} 、厚度 h_1 ，天線在此基板的上方；下層基板介電常數 ϵ_{r2} 、厚度 h_2 ，饋入微帶線在此基板的下方；中間則是一層金屬地面，饋入的槽孔則是位於此層。此中央饋入的微帶洩漏波天線從遠場看起來會有兩個主波束，並且會隨著頻率有掃頻的現象[12]，當頻率增加的時候其主波束隨著頻率增加往 end-fire 的方向偏移，這是因為 β/κ_0 隨著頻率增加而變大，因此由天線表面算起的仰角 $\theta \cong \cos^{-1}(\beta/\kappa_0)$ 則越來越接近零度。而若是天線由邊緣槽孔耦合饋入，則只會有一個主波束。

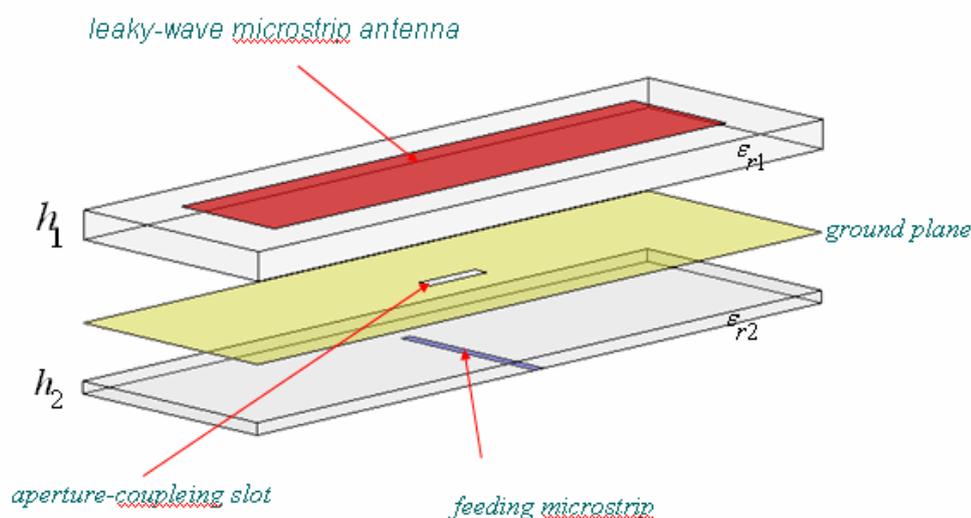


圖3-2：中央饋入微帶洩漏波天線

我們先選擇兩個寬度的天線，分別是 6.5mm 與 8mm，使用 Ansoft/HFSS 模擬軟體分別先去模擬出未折繞時候的情況，以求對此兩個操作頻率不同的天線在輻射的特性及場型有更多了解。

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm} \quad w = 6.5 \text{ mm}$$

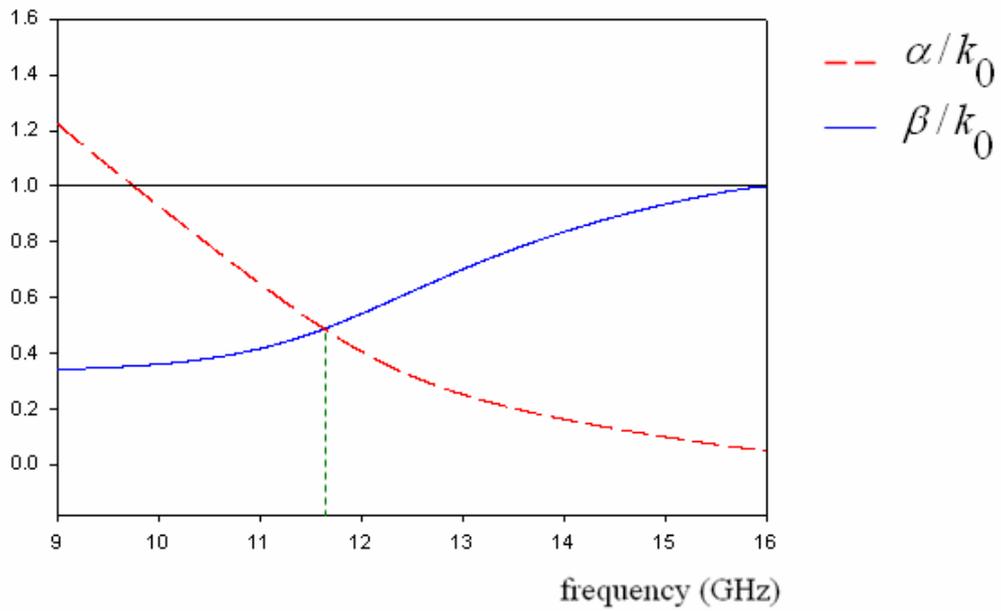


圖3-3：6.5mm微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖



$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm} \quad w = 8 \text{ mm}$$

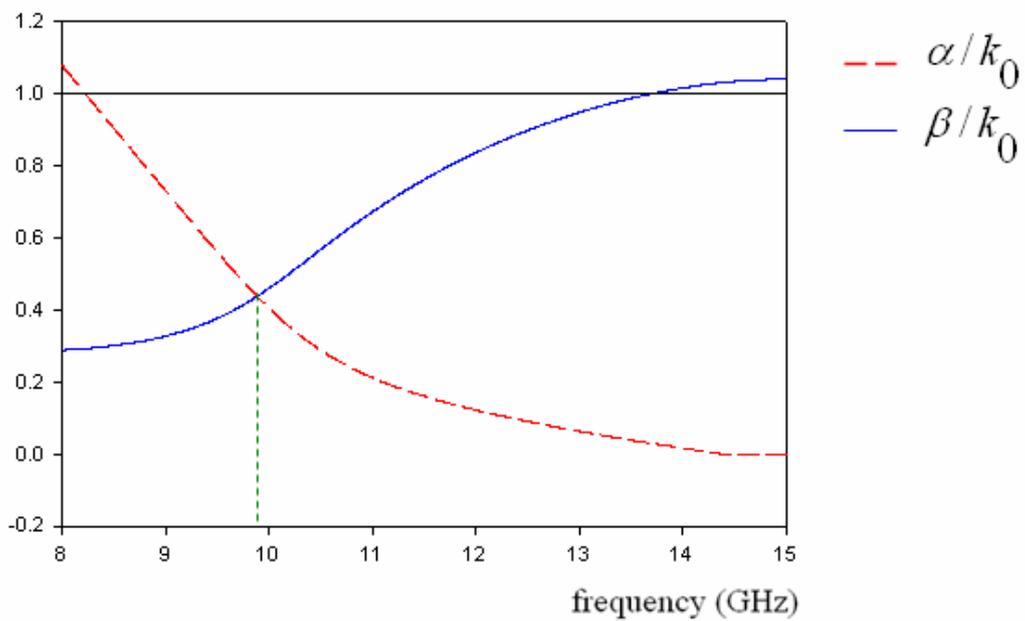


圖3-4：8mm微帶線上第一高階模正規化之傳播常數曲線圖

圖3-3及圖3-4的 α/κ_0 與 β/κ_0 為由全波分析的方式去估算的，與實際的狀況會有些許的誤差，但是我們還是可以有一個依據來決定操作頻率，並且由圖中所得知的 α 值與 $e^{-2\alpha L} < 0.1$ 時的L來估算所需要的天線長度L。我們可分別得知寬度6.5mm的微帶天線操作頻率約從11.6GHz~16GHz，而寬度8mm的微帶天線操作頻率約從9.8GHz開始，在高頻的地方輻射區域則與6.5mm有重疊的部份。不同寬度的微帶天線輻射範圍也不同，越寬的微帶線其輻射範圍越往低頻移動，這是因為其等效共振路徑較長的關係。決定操作頻率之後，接著我們分別對兩種天線去模擬，找到一個良好的特性及表現之後，再使用這組最佳化的參數把矩形天線折繞成環形，最後再將兩個環形天線串接起來以達到更寬頻的需求。

3.2.1 8mm 未折繞平面式洩漏波天線

首先我們先選擇8mm的微帶天線來做模擬，圖3-5為天線結構設計參數的示意圖，表3-1為設計參數的整理：

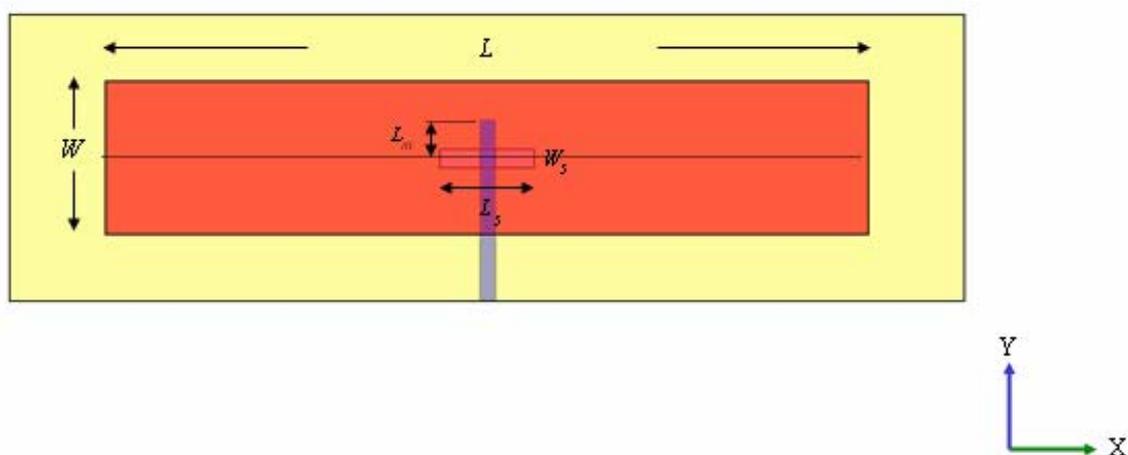


圖3-5：微帶天線結構設計參數示意圖

基板介電係數	: 2.2	L_m	: 4mm
上層基板厚度	: 1.57mm	W_s	: 0.2mm
下層基板厚度	: 0.508mm	L_s	: 10mm
天線尺寸	: (W) 8mm x (L) 120mm		

表3-1：8mm微帶天線設計參數

圖3-6是 $W=8\text{mm}$ 時模擬所得的 S_{11} ，由圖中可得知洩漏波的輻射範圍約從9.4GHz~12GHz其 S_{11} 均小於-10dB，印證圖3-4所預測的輻射範圍是合理的。而由圖3-7的xz plane的輻射場型可以看出當頻率增加的時候，由低頻的一個主波束慢慢分裂成兩個主波束並朝向end-fire的方向偏移，也因此在此頻率偏高的時候若從圖3-8的yz plane去觀察，高頻Gain會比較低，因為主波束已經不在正y方向。

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57\text{mm} \quad w = 8\text{mm}$$

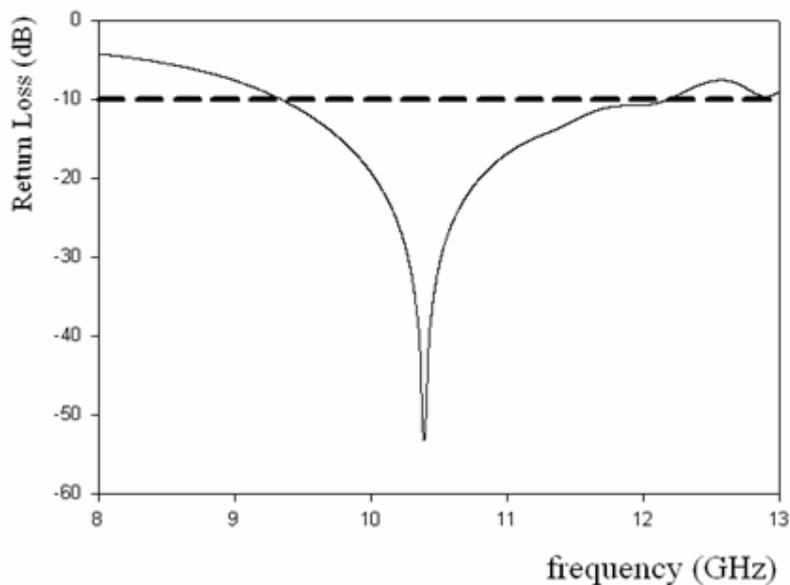


圖3-6： $W=8\text{mm}$ 長條形微帶洩漏波天線 S_{11}

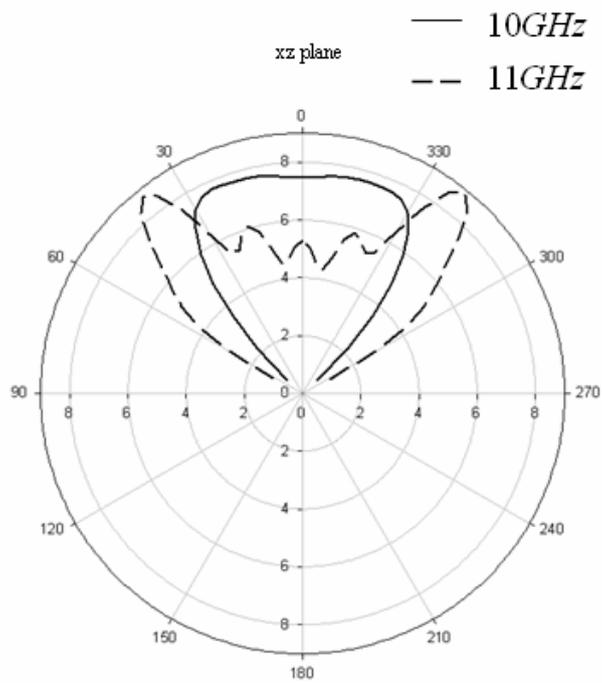


圖3-7: $W=8\text{mm}$ 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率xz平面輻射場型

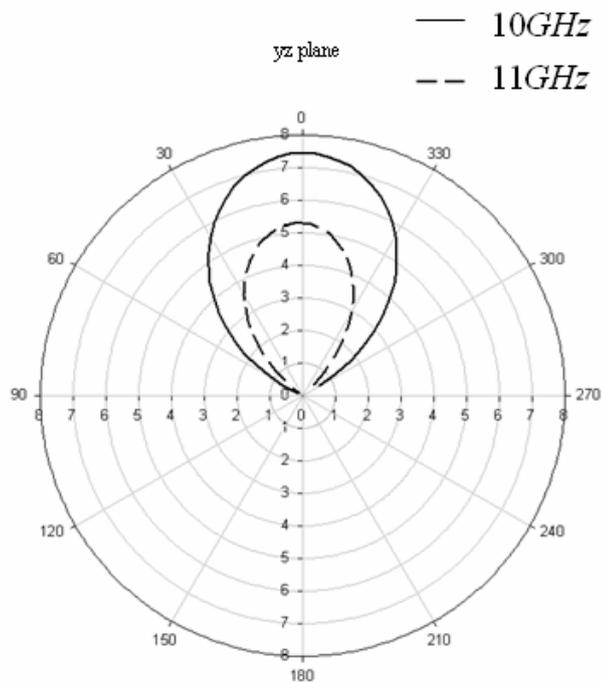


圖3-8: $W=8\text{mm}$ 長條形微帶洩漏波天線在不同頻率yz平面輻射場型

圖3-9是頻率10.4GHz時的電流分佈，由圖中可得知洩漏波第一高階模特有的電流分佈型態，呈現出橫向共振電流並且往邊緣漸漸衰減，在天線寬度的兩端則電流是呈現反向的分佈情形。

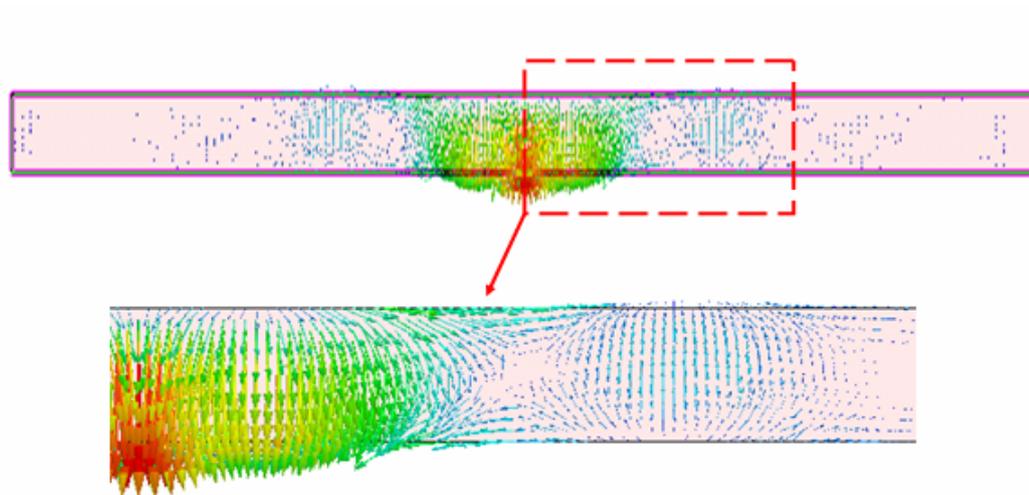


圖3-9：W=8mm長條形微帶洩漏波天線在10.4GHz時的電流分佈

3.2.2 6.5mm 未折繞平面式洩漏波天線

接著我們選擇6.5mm的微帶天線來做模擬，表3-2為設計參數的整理：

基板介電係數	： 2.2	L_m	： 2mm
上層基板厚度	： 1.57mm	W_s	： 0.2mm
下層基板厚度	： 0.508mm	L_s	： 7mm
天線尺寸	： (W) 6.5mm x (L) 150mm		

表3-2：6.5mm微帶天線設計參數

圖3-10是 $W=6.5\text{mm}$ 時模擬所得的 S_{11} ，由圖中可得知洩漏波的輻射範圍約從10.4GHz~14.6GHz其 S_{11} 均小於-10dB，印證圖3-3所預測的輻射範圍。

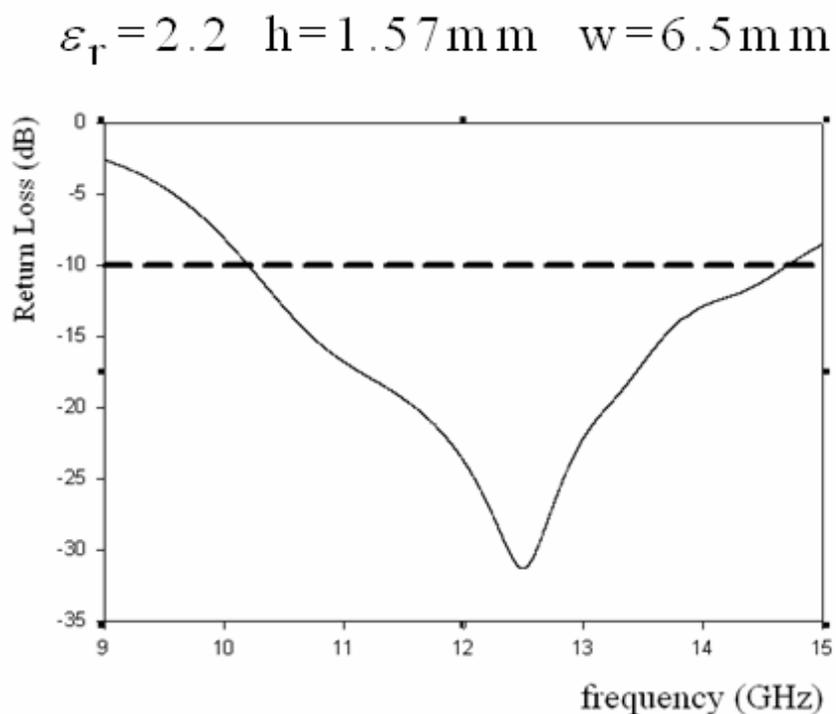


圖3-10： $W=6.5\text{mm}$ 長條形微帶洩漏波天線 S_{11}

而由圖3-11的xz plane的輻射場型亦可看出當頻率增加的時候，頻率增加時主波束朝end-fire掃頻的現象，相同的，在電流分佈的情形上亦有洩漏波特有的特性。

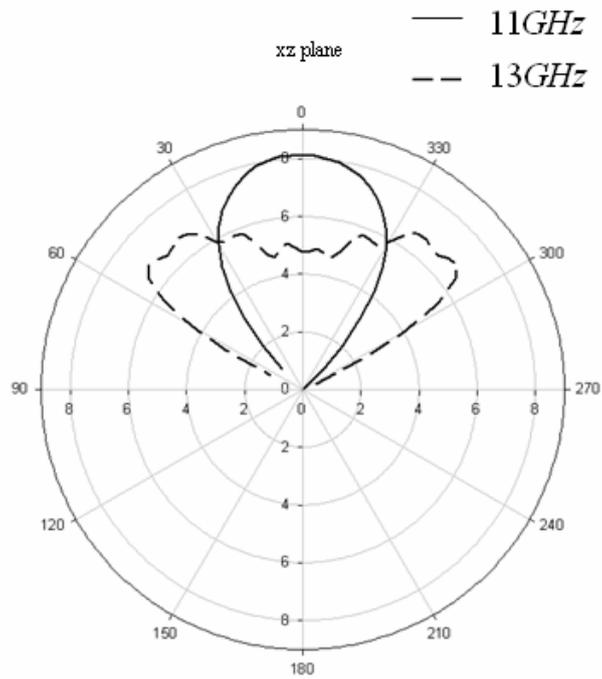


圖3-11：W=6.5mm長條形微帶洩漏波天線在不同頻率xz平面輻射場型

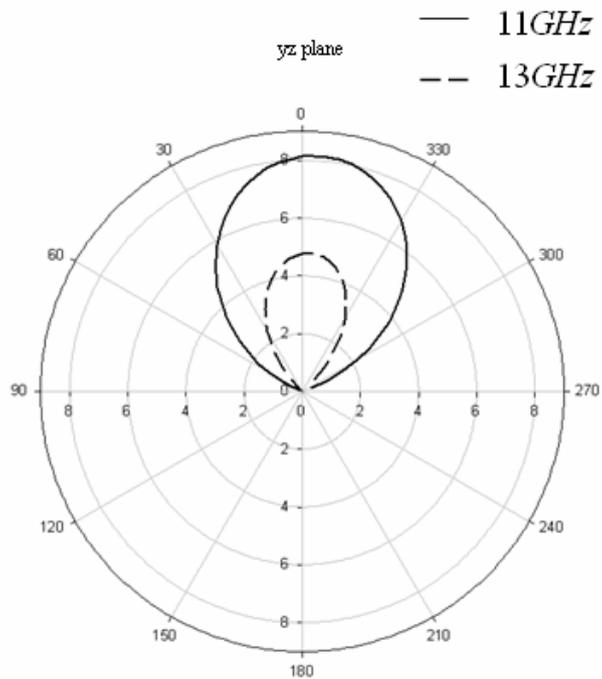


圖3-12：W=6.5mm長條形微帶洩漏波天線在不同頻率yz平面輻射場型

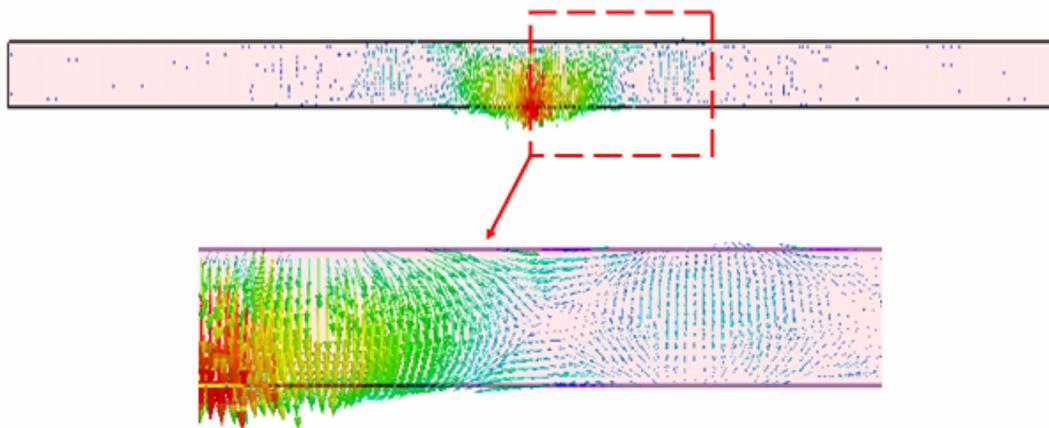


圖3-13: $W=6.5\text{mm}$ 長條形微帶洩漏波天線在 12.5GHz 時的電流分佈

3.3 環形洩漏波天線



一般洩漏波天線需要較長的長度來將能量洩漏完畢，以完全將它的輻射特性表現出來，但是這樣一來會使天線的尺寸過大或過長，因此我們將原本長條形的天線折繞成環形來縮小尺寸。

3.3.1 8mm 寬單一環形洩漏波天線

我們先將 8mm 寬的微帶天線繞成環形，圖3-14為天線結構設計參數的示意圖，表3-3為設計參數的整理：

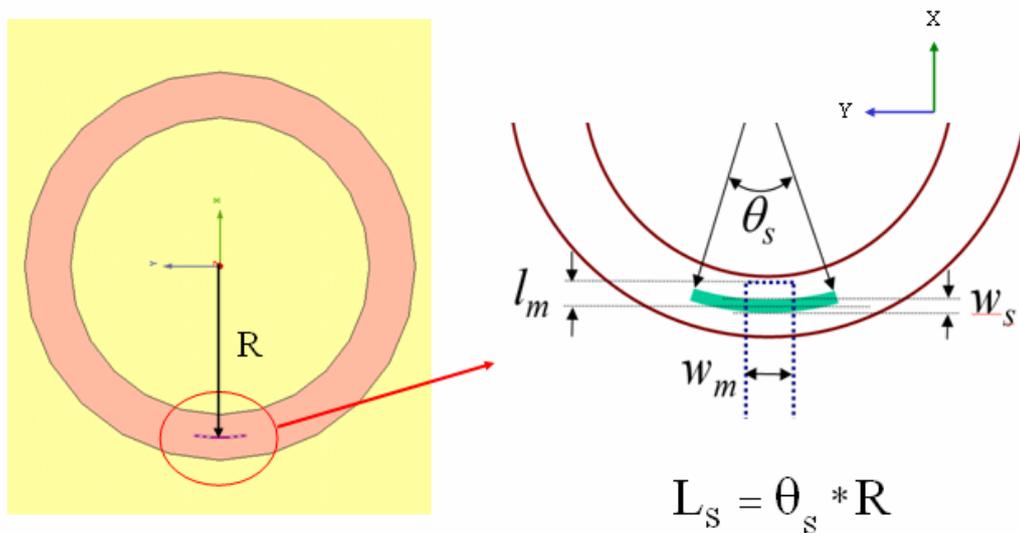


圖3-14：環形微帶天線結構設計參數示意圖

基板介電係數	: 2.2	L_m	: 4mm
上層基板厚度	: 1.57mm	W_s	: 0.2mm
下層基板厚度	: 0.508mm	L_s	: 10mm
環形天線內外徑： 26mm (內) x 34mm (外)			

表3-3：8mm環形微帶天線設計參數

圖3-15中可得知洩漏波的輻射範圍約從9.4GHz~11.5GHz其 S_{11} 均小於-10dB，與長條形微帶洩漏波天線相去不遠，也再次印證圖3-4所預測的輻射範圍是合理的。而由圖3-16的xz plane的輻射場型可以看出當頻率增加的時候，主波束慢慢朝向end-fire的方向偏移，在10.4GHz與11GHz角度分別偏離z軸 30° 與 36° ，而其最大Gain值分別為8.8dB與8.4dB。圖3-18 3-19為不同頻率時天線上的模擬電流分佈圖。

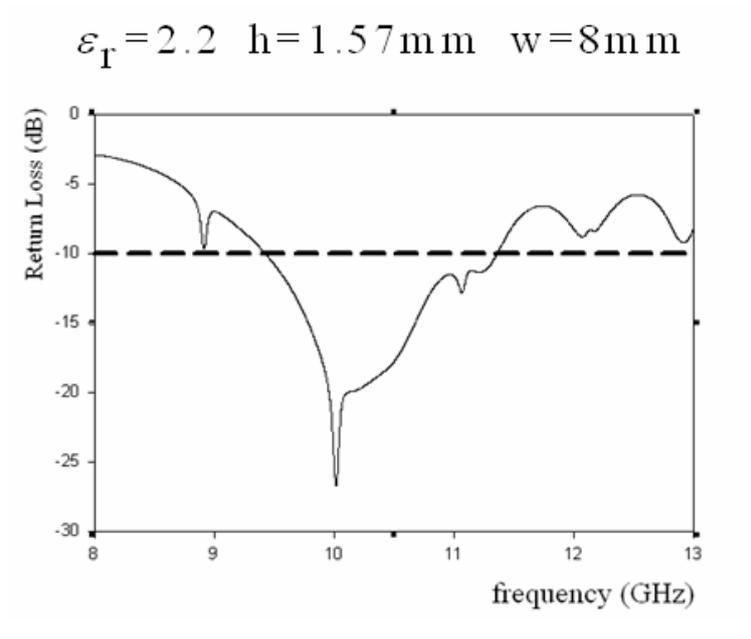


圖3-15：W=8mm環形微帶洩漏波天線 S_{11}

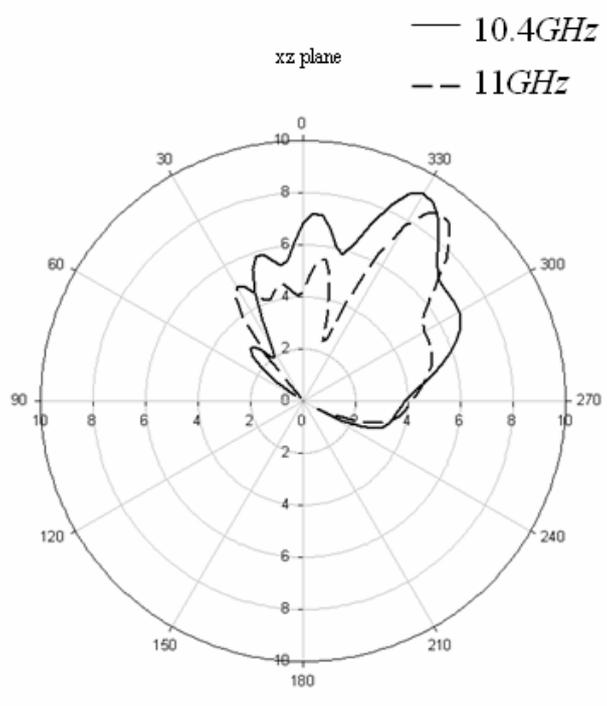


圖3-16：W=8mm環形微帶洩漏波天線在不同頻率xz平面輻射場型

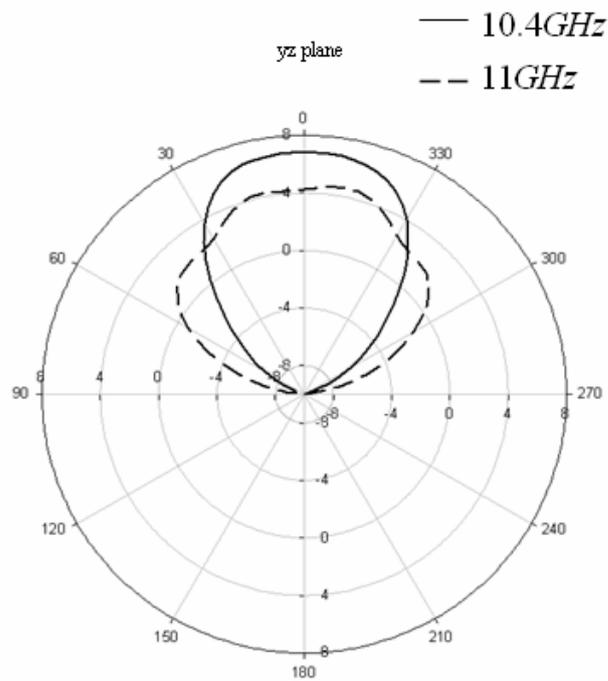


圖3-17：W=8mm環形微帶洩漏波天線在不同頻率yz平面輻射場型

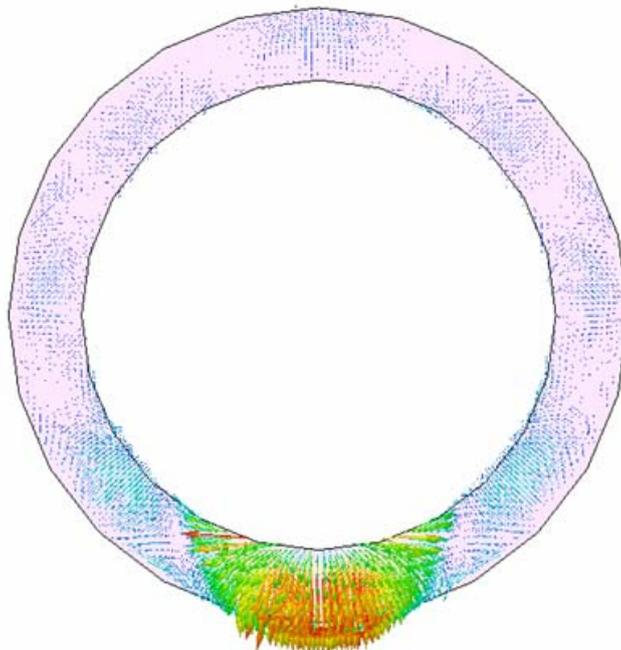


圖3-18：W=8mm環形微帶洩漏波天線在10.4GHz時的電流分佈

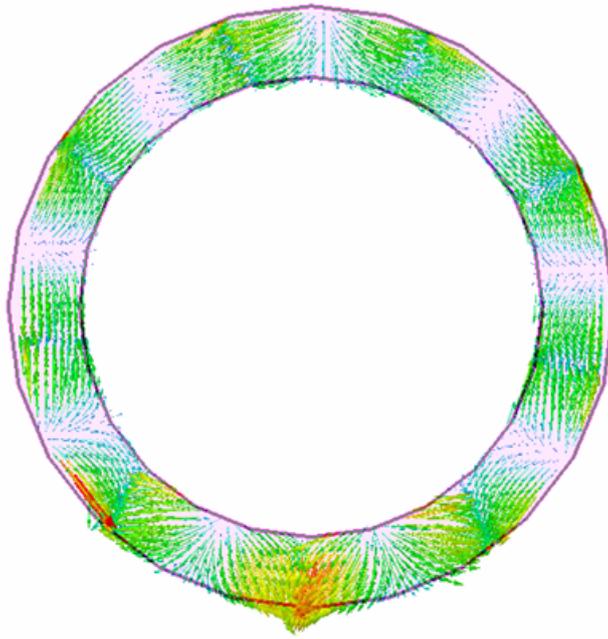


圖3-19：W=8mm環形微帶洩漏波天線在10GHz時的電流分佈

圖 3-18 是頻率 10.4GHz 時的電流分佈，由圖中可明顯看出洩露波第一高階模特有的電流分佈型態，呈現出橫向共振電流並且隨著輻射漸漸衰減，因此在環形天線的末端電流分佈較小，而在內環及外環同樣有反向電流分佈的情形。值得一提的是，由於環形天線為一封閉形式的結構，當使用槽孔耦合的方式，除了洩漏模也有可能激發諧振模，圖 3-15 的 S 參數圖中，在 10GHz 的地方有一個 dip 產生，圖 3-19 為 10GHz 時的電流分佈圖，圖中電流在環形天線的兩端是呈現同向的型態，繞著環形諧振，跟第一高階模的型態不同，此時有一諧振模被激發。如何在整個輻射範圍中只激發出我們想要的第一高階模，並且抑制諧振模，這是將來在設計中可以更進一步深入探討的課題。

3.3.2 6.5mm 寬單一環形洩漏波天線

接著我們按照上述程序將寬6.5mm的微帶天線繞成環形，圖3-14為天線結構設計參數的示意圖，表3-4為設計參數的整理。由於饋入的天線寬度不同，操作

範圍不同，因此 L_s 的大小不同，匹配網路也不一樣，此時可以藉由調整 L_m 的值來完成阻抗匹配。

基板介電係數	: 2.2	L_m	: 2mm
上層基板厚度	: 1.57mm	W_s	: 0.2mm
下層基板厚度	: 0.508mm	L_s	: 7mm
環形天線內外徑: 17.5mm (內) x 24mm (外)			

表3-4：6.5mm環形微帶天線設計參數



圖3-20中可得知洩漏波的輻射範圍約從10.4GHz~14.6GHz其 S_{11} 均小於-10dB，而由圖3-21的xz plane的輻射場型亦可看出當頻率增加的時候，主波束慢慢朝向end-fire的方向偏移，在12.4GHz與13.3GHz角度分別偏離z軸 32° 與 38° ，而其最大Gain值分別為9.6dB與9.3dB。圖3-23為13.3GHz時天線上的模擬電流分佈圖。

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm} \quad w = 6.5 \text{ mm}$$

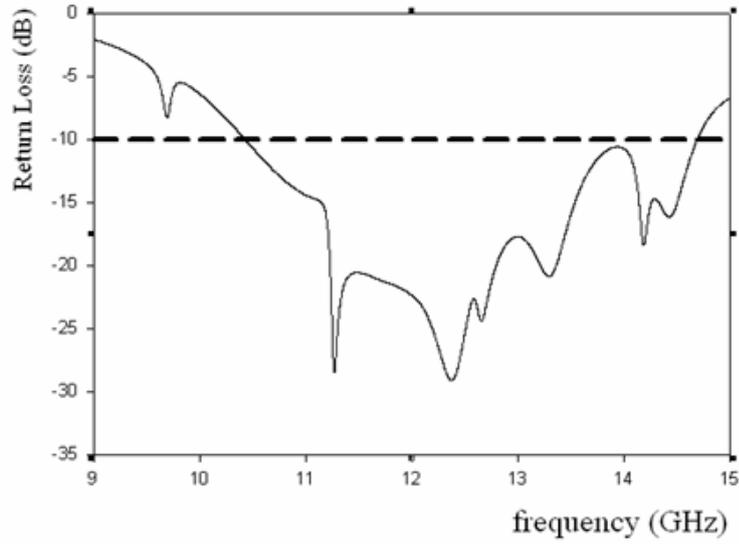


圖3-20：W=6.5mm環形微帶洩漏波天線 S_{11}

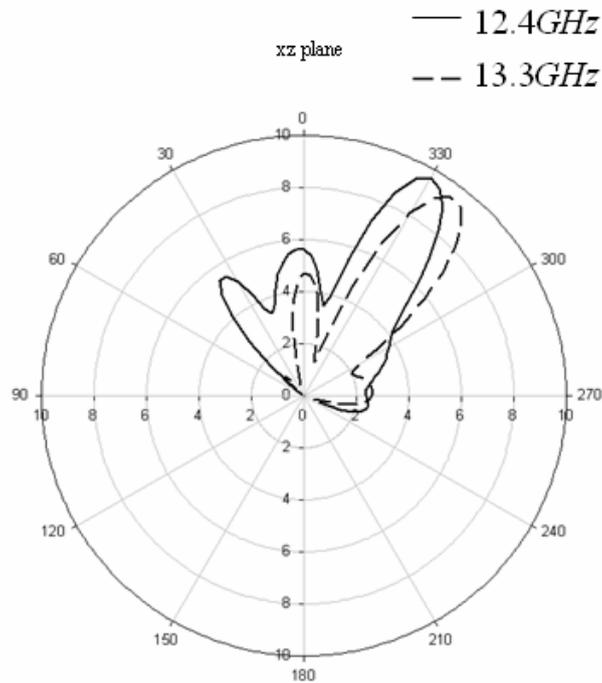


圖3-21：W=6.5mm環形微帶洩漏波天線在不同頻率xz平面輻射場型

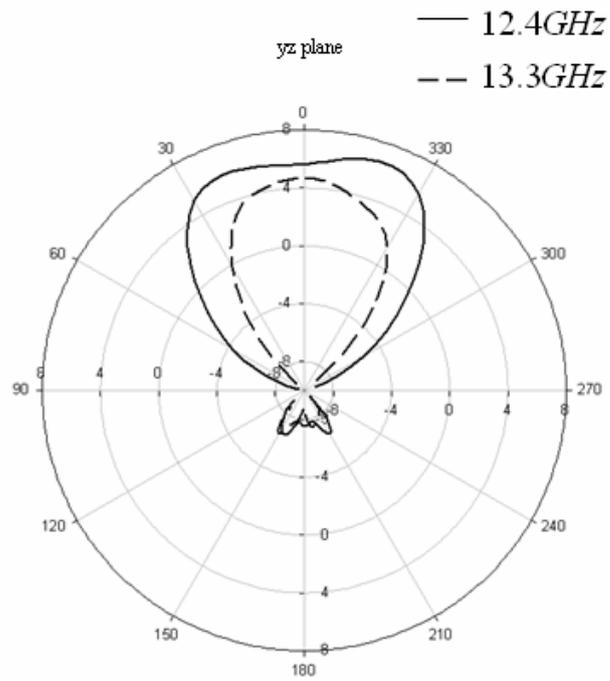


圖3-22：W=6.5mm環形微帶洩漏波天線在不同頻率yz平面輻射場型

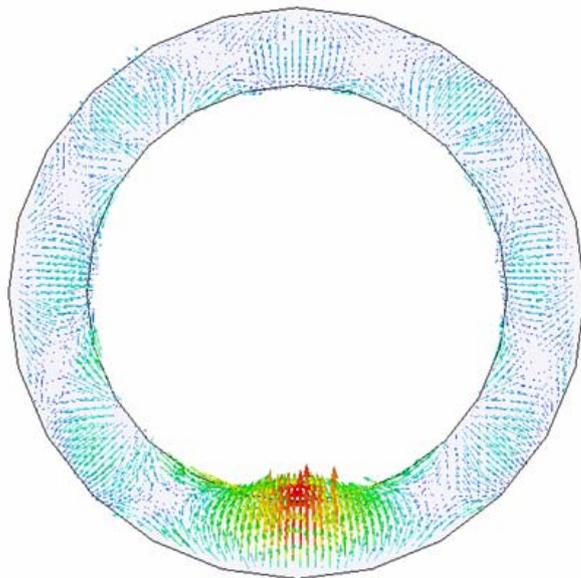


圖3-23：W=6.5mm環形微帶洩漏波天線在13.3GHz時的第一高階模電流

分佈

3.4 雙環形洩漏波天線

分別模擬出單環洩漏波天線之後，接下來我們可以更進一步往寬頻的應用去著手，我們先將兩種寬度的環串接在一起，而內環及外環天線的內外徑則分別是17.5mm~24mm以及26mm~34mm。在饋入電路的部份一樣是採用槽孔耦合的方式，但由於現在不單只饋入一個環，因此在饋入外環的時候，在饋入微帶線的部份要做匹配上的修正。圖3-24是天線結構示意圖，圖3-25為實做電路成品照片，圖3-26為其模擬及量測的S參數，由模擬及量測的結果來看，有著數百MHz的頻飄，而其頻寬也不盡理想，從10GHz~13.8GHz其 S_{11} 均小於-10dB，並沒有把兩種寬度的天線的輻射範圍全部結合在一起，這除了是因為串接饋入兩個環在匹配電路上較難達成，也因為兩個環之間會有互相耦合的效應，影響到天線特性的表現。

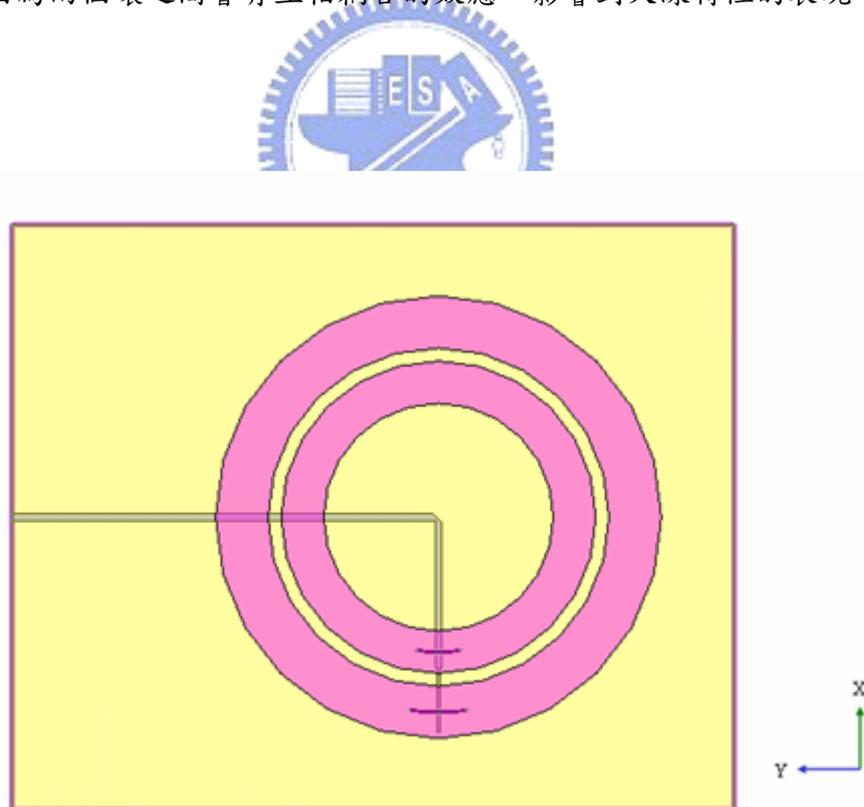


圖3-24：雙環形微帶洩漏波天線結構示意圖

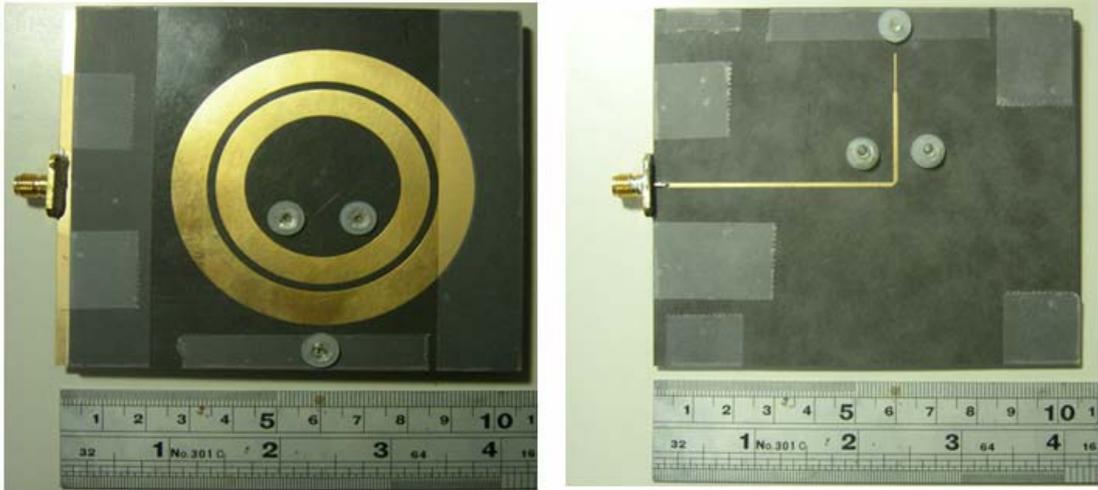


圖3-25：雙環形微帶洩漏波天線實體照片



$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm}$$

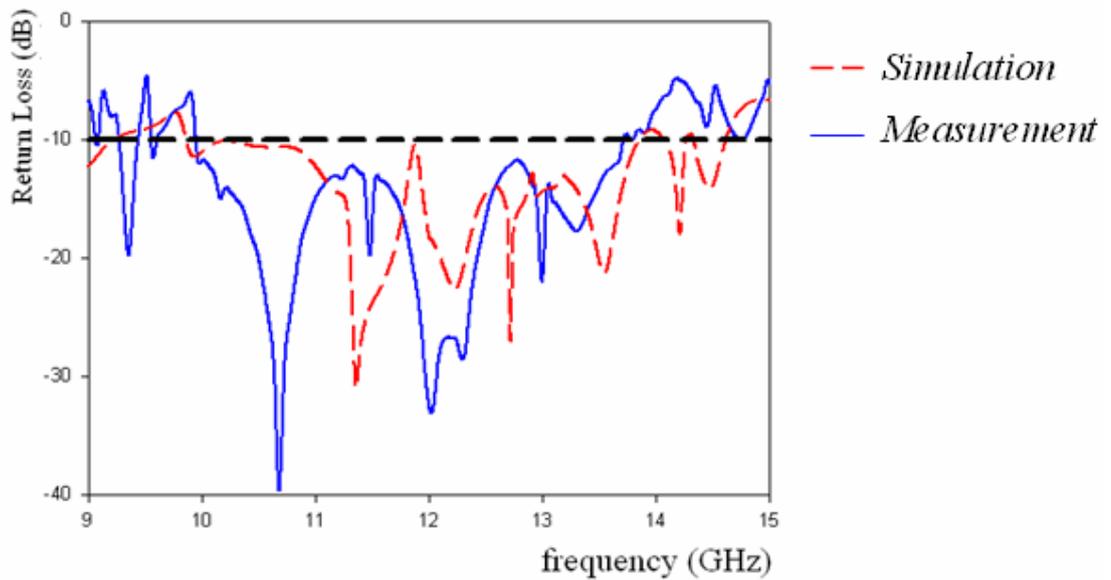


圖3-26：雙環形微帶洩漏波天線 S_{11}

為了更進一步把兩種天線的輻射範圍能夠盡量的激發出來並且結合在一起達到寬頻的應用，我們在天線的設計上做了修正，首先將內環的半徑縮減，使得內外環的間距變大，這樣可以減少因為距離太近相互耦合而互相影響的效應。接著將內環天線的位置在 x 軸的方向做移動，來調整內外環天線之間的耦合與饋入匹配電路的最佳化參數。由於洩漏波天線電流衰減的特性，在環的末端電流最小，耦合的效應也不明顯，因此我們往 -x 軸的方向去做調整，並且觀察其偏移量對 s 參數的影響，從而找出最佳的參數。

圖 3-27 為修正型天線結構示意圖，圖 3-28 為實做電路成品照片，圖 3-29 為其模擬及量測的 S 參數，由模擬及量測的結果來看，有著約 500MHz 的頻飄，但是在模擬跟量測的趨勢上一致性的程度很高，而在頻寬的表現上面，從 9.3GHz~14.7GHz 其 S_{11} 均小於 -10dB，把兩種寬度天線的輻射範圍全部結合在一起，這印證了此種方式的可行性，若要往更寬頻的研究去進行，則可以相同方式，串接數個環去嘗試。

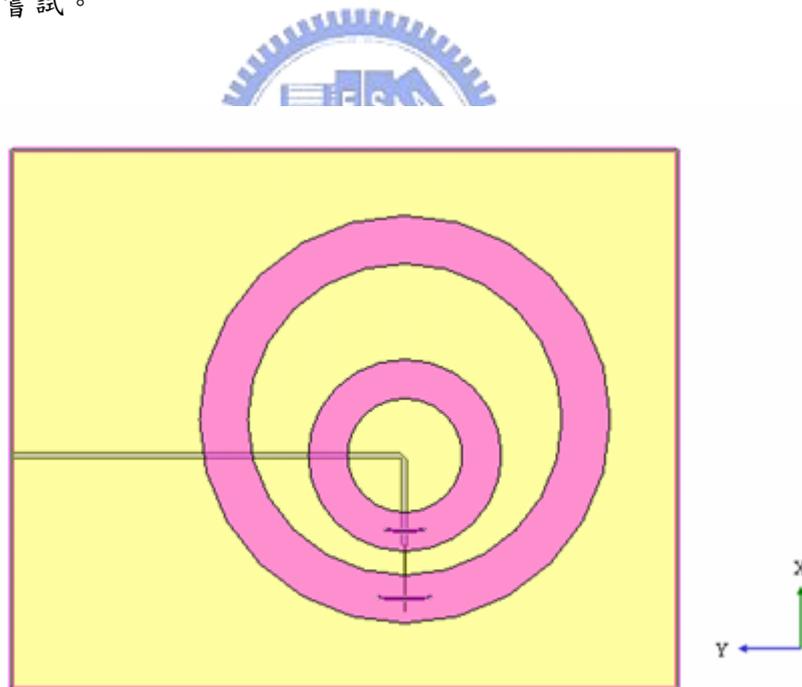


圖3-27：修正型雙環形微帶洩漏波天線結構示意圖

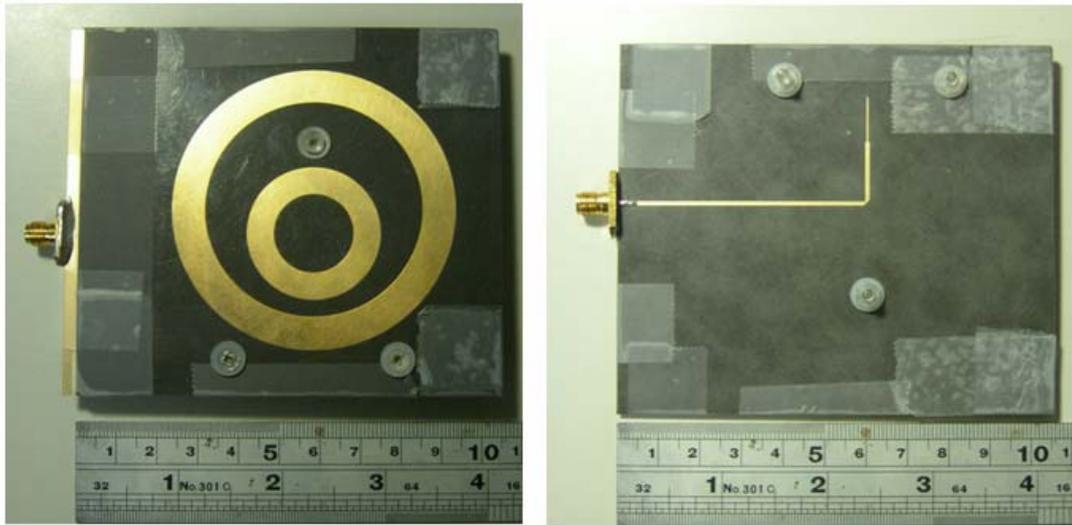


圖3-28：修正型雙環形微帶洩漏波天線實體照片



$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 1.57 \text{ mm}$$

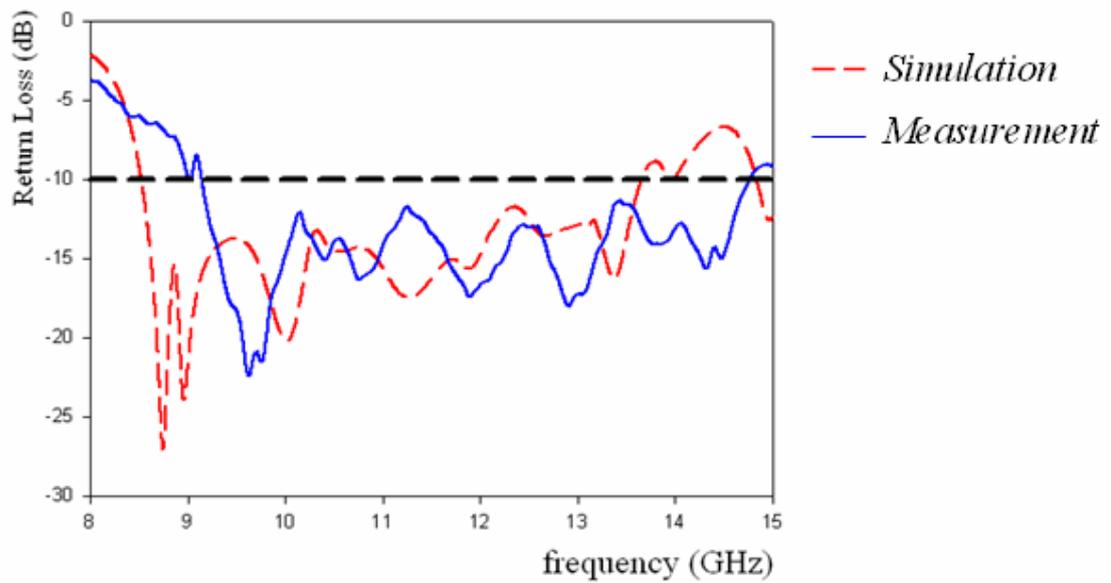


圖3-29：修正型雙環形微帶洩漏波天線 S_{11}

圖 3-30 至圖 3-33 是修正型雙環形微帶洩漏波天線在不同頻率下的輻射場型，觀察圖 3-30 及圖 3-32 的輻射場型分佈可以看出，10.9GHz 其 xz plane 的最大 Gain 值為 7.6dB，主波束的角度偏移 z 軸 10 度，而在 13GHz 時，其 xz plane 的最大 Gain 值為 7.4dB，主波束的角度偏移 z 軸 23 度。由於此時為兩個環同時輻射，再加上雙環之間耦合的效應，我們沒有辦法很精確的推算出其主波束的角度，但是還是可以看得出來在頻率往高頻增加的時候，主波束是往 end-fire 的方向偏移，從 yz plane 上高頻時其 Gain 值變小的情況，也可說明當頻率增加時，其能量分佈在中央的部份漸漸的變小了，代表其能量往某個方向偏移了。

10.9GHz

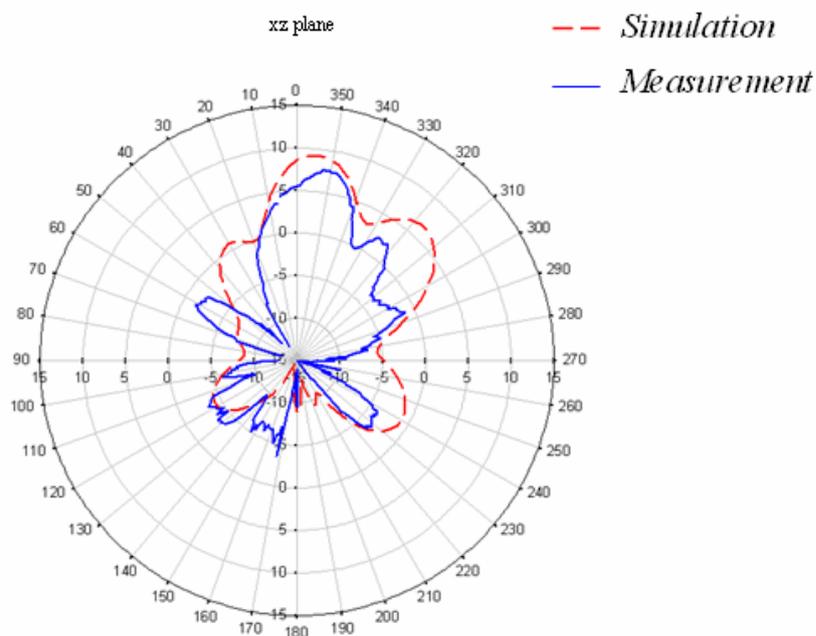


圖3-30：修正型雙環形微帶洩漏波天線在10.9GHz下的xz plane輻射場型

10.9GHz

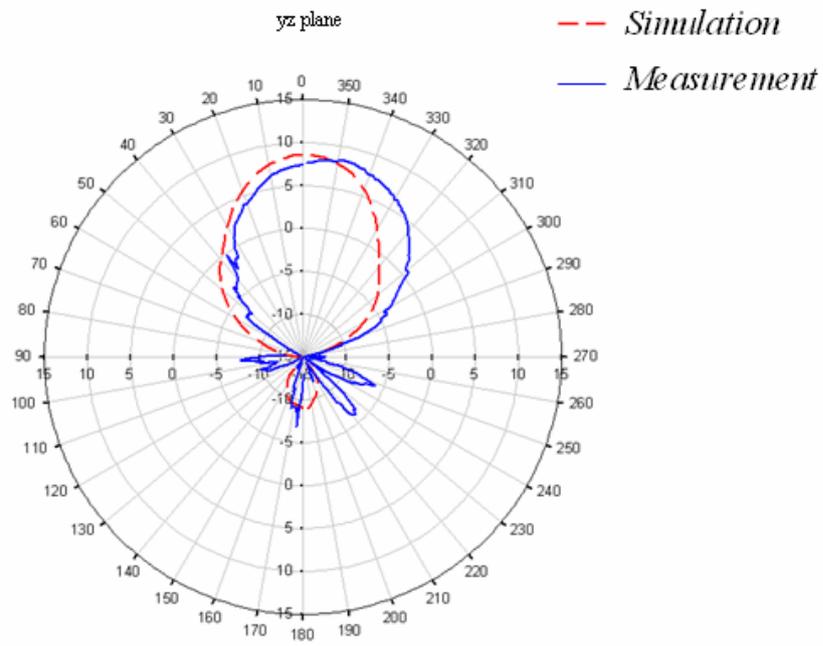


圖3-31：修正型雙環形微帶洩漏波天線在10.9GHz下的yz plane輻射場型



13GHz

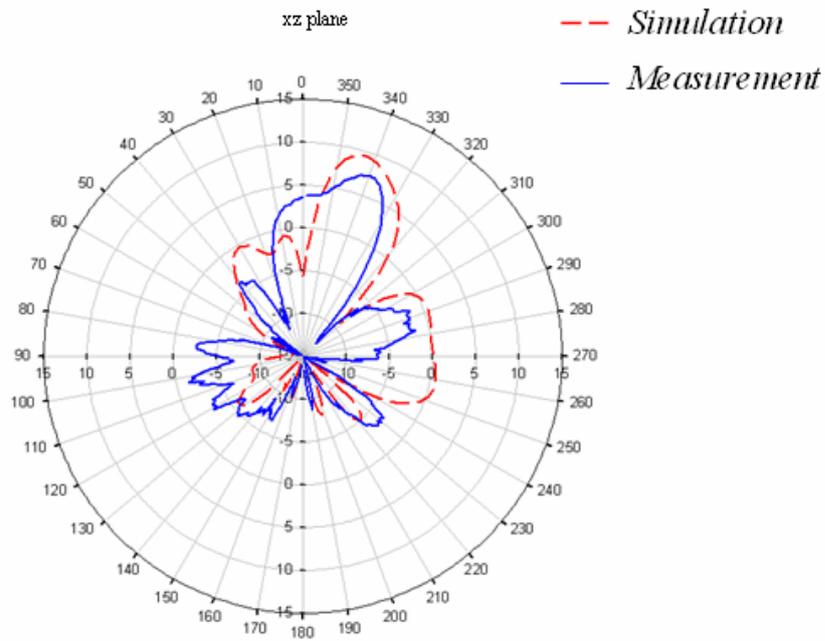


圖3-32：修正型雙環形微帶洩漏波天線在13GHz下的xz plane輻射場型

13GHz

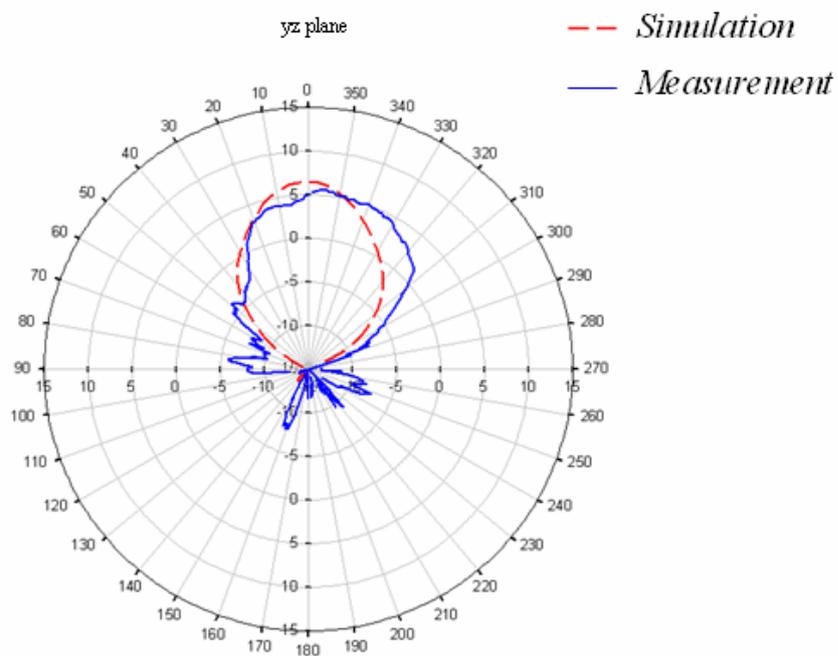


圖3-33：修正型雙環形微帶洩漏波天線在13GHz下的yz plane輻射場

型



第四章 結論

(Conclusion)

環形洩漏波天線比起傳統的微帶洩漏波天線小，尤其在比較低頻段的應用上，更可以發揮它的優勢，本論文也提供了一個簡單可行的方式，利用槽孔耦合的方式，可以依據不同頻段的需要來選擇天線做設計，並利用多級的串接來達到更寬頻的運用，但是越多層的串接則匹配會越困難，而饋入槽孔的大小及位置對於激發出正確的模態也是很重要的。而由於環形天線是一個封閉結構，有可能會激發出諧振模，如何去抑制不想要的模態，這是未來可以繼續研究的方向。



參考文獻

- [1] Poter, B. G.; Gearhart, S. S., "77GHz dual polarized slot-coupled patches on Duroid with Teflon lenses for automotive radar systems," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE*, Volume: 1, 21-26 Jun 1998, vol. 1, pp. 332-335.
- [2] W. Menzel, "A new traveling-wave antenna in microstrip," *Arch. Electron. Ubertrag. Tech.*, vol. 33, pp. 137-140, 1979.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line," *Electron. Lett.*, vol. 21, pp. 49-50, Jan.1985

