

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

低旁波瓣寬頻緩變微帶洩漏波天線

Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna  
with Low Sidelobes for Broadband  
Operation

研究生：郭宏德 (Hung-De Kuo)

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

低旁波瓣寬頻緩變微帶洩漏波天線

Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna with Low Sidelobes for  
Broadband Operation



研究生：郭宏德 (Hung-De Kuo)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國 九十六年六月

低旁波瓣寬頻緩變微帶洩漏波天線

Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna with Low Sidelobes for  
Broadband Operation

研究生：郭宏德                      Student : Hung-De Kuo

指導教授：林育德 博士      Advisor : Dr. Yu-De Lin



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

# 寬頻微帶洩漏波天線

研究生：郭宏德

指導教授：林育德 博士

國立交通大學 電信工程學系

## 摘要

一般的洩漏波天線具有高增益、高輻射效率、低成本等優點。在本論文中，我們將研究寬頻第一高階模洩漏波天線。我們使用以微帶線設計非平衡-平衡電路來激發第一高階模。

反向平衡式微帶線乃利用平衡式微帶線結構而將基板上下之正負微帶位置互異而得。此反向平衡式微帶線跟平衡式微帶線結合使用則能形成兩對寬頻之非平衡-平衡電路，並用來當寬頻洩漏波天線之基本饋入結構。

根據微帶線之第一高階洩漏波特性和演算法則來設計寬頻緩變洩漏波微帶天線。而此寬頻緩變洩漏波微帶天線反射損失的量測結果，可以看到  $VSWR \leq 2$  的頻寬從 10GHz 至 40GHz，相對的頻寬約 4:1。

最後，本文提出一新穎演算法則來設計低旁波束寬頻緩變洩漏波微帶天線。此演算法可以降低 side lobe level。

# Broadband Microstrip Leaky-Wave Antennas

Student: Hung-De Kuo

Advisor: Dr. Yu-De Lin

Department of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

Generally, leaky wave antennas have the advantages: high gain, high radiation efficiency, low cost. In this thesis, we study the first higher order mode broadband microstrip leaky-wave antennas. We will implement the first higher order mode leaky wave antenna by the broadband balun.

The inverted balanced microstrip line structure is developed from the balanced microstrip line. The position of the positive strip on the upper substrate side is exchanged with that of the negative strip on the lower substrate side by the method proposed in this thesis. United with the balanced microstrip line, this inverted balanced microstrip line can be used to form into a pair of broadband baluns. Using this broadband balun can realize a broadband leaky-wave antenna.

Based on the characteristics of the first higher order leaky-mode for the microstrip antenna, this thesis proposes a scheme for the empirical design of broadband tapered microstrip leaky-wave antenna. The measured bandwidth of the tapered microstrip leaky-wave antenna has a  $VSWR \leq 2$  from 10GHz to 40GHz, yielding a relative bandwidth of 4:1.

Finally, this thesis proposes a novel scheme for the empirical design of lower sidelobe broadband tapered microstrip leaky-wave antenna.

## 謝 誌

首先，我要誠摯地感謝我的指導教授--林育德博士，這兩年來在學術研究及專業領域上給我的許多指導，使得我對於無線通訊系統與天線研究領域能有相當程度的了解。感謝口試委員：黃瑞彬教授、陳泰利博士、洪萬鑄博士，能在口試時對於學生的論文內容加以指導，使得此論文得以更加完善。

另外，感謝天線實驗室的學長 DogLin，提供在 Leaky-Wave 領域上的知識與研究上的心得。以及感謝沈鵬、小蔡、薛爆和阿 Lu 學長，在碩一時對我在研究上的指導與幫助。當然，還要感謝實驗室的同學阿 Pon、旻翰、志聰這兩年來互相幫助，互相成長以及可愛的學弟們。

最後，衷心感謝我最親愛的家人，因為有他們的全力支持與照顧，我才能無後顧之憂地完成研究所的學業。



## 目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
謝誌.....	iii
目錄.....	iv
圖錄.....	v
第一章 導論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節介紹.....	2
第二章 基本原理及特性.....	3
2.1 洩漏波天線的原理及其特性.....	3
2.2 平衡式微帶線.....	6
2.3 反向平衡式微帶線.....	7
2.4 第一高階模激發電路.....	10
第三章 寬頻緩變洩漏波微帶天線.....	16
3.1 寬頻緩變洩漏波天線設計方法.....	16
3.1.1 寬頻緩變洩漏波天線設計流程.....	16
3.1.2 降低寬頻緩變洩漏波天線不連續的方法.....	20
3.2 寬頻緩變洩漏波天線實作及量測.....	21
第四章 低旁波束寬頻緩變洩漏波微帶天線.....	25
4.1 低旁波束寬頻緩變洩漏波天線設計方法.....	25
4.2 低旁波束寬頻緩變洩漏波天線設計方法.....	26
4.3 低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的設計範例.....	30
第五章 結論.....	38
參考文獻.....	39

## 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	非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之示意圖.....	6
圖 2-4	平衡式微帶線之結構圖.....	6
圖 2-5	反向平衡式微帶線結構之示意圖.....	7
圖 2-6	反向平衡式微帶線之俯視結構圖.....	8
圖 2-7	反向平衡式微帶線之側視結構圖.....	8
圖 2-8	反向平衡式微帶線結構之 S 參數模擬圖.....	9
圖 2-9	激發電路結構之俯視示意圖.....	11
圖 2-10	激發電路結構之側視示意圖.....	11
圖 2-11	激發電路背對背結構之俯視圖 (a) 正面.....	12
	(b) 反面.....	12
圖 2-12	激發電路背對背結構之反射損失( $S_{11}$ )量測圖.....	13
圖 2-13	激發電路結構之量測輸出端 port2 與輸出端 port3 相位差實作圖.....	14
圖 2-14	激發電路結構之輸出端 port2 與輸出端 port3 相位差量測圖.....	15
圖 3-1	寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖.....	18
圖 3-2	寬頻緩變洩漏波天線之設計流程方塊圖.....	19
圖 3-3	多段緩變微帶天線之示意圖.....	20
圖 3-4	多段梯形緩變微帶天線之示意圖.....	20
圖 3-5	多段緩變微帶天線之尺寸表.....	21
圖 3-6	多段緩變微帶天線之實體俯視圖 (a) 正面.....	22
	(b) 反面.....	22
圖 3-7	多段緩變微帶天線之反射損失( $S_{11}$ )量測圖.....	23
圖 3-8	多段緩變微帶天線之量測輻射場型.....	24
圖 4-1	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖.....	26



圖 4-2	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線之示意圖.....	27
圖 4-3	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線之設計流程方塊圖.....	29
圖 4-4	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表.....	30
圖 4-5	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之示意圖.....	31
圖 4-6	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線之反射損失( $S_{11}$ )模擬圖.....	32
圖 4-7	低旁波束寬頻緩變洩漏波天線之輻射場型(a)14GHz.....	33
	(b)16GHz.....	33
	(c)18GHz.....	33
圖 4-8	不同 $\beta/\kappa_0$ 之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表.....	34
圖 4-9	不同 $\beta/\kappa_0$ 之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的輻射場型.....	35
	(a)14GHz.....	35
	(b)16GHz.....	35
	(c)18GHz.....	35
圖 4-10	殘餘能量比例表.....	36
圖 4-11	不同 $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$ 之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的輻射場型.....	37
	(a)14GHz.....	37
	(b)16GHz.....	37
	(c)18GHz.....	37



# 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]。

在平面傳輸線上，因為傳輸線上洩漏波高階模的特性，被廣泛的研究，所以它的頻寬會比一般諧振天線像贴片天線(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[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非平衡-平衡電路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。

本論文根據微帶線之第一高階洩漏模特性，使用一演算法則來設計寬頻緩變洩漏波微帶天線，且使不同頻率的主波束角度固定[10]。為了能完全展現寬頻洩漏波天線之寬頻特性，使用以微帶線設計寬頻非平衡-平衡電路來激發第一高階模。

其次，再提出另一演算法則來設計低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線，此演算法則所設計的天線，天線板材並非單一厚度，此設計方法將會造成實作上的困難，

但此設計方法可大幅降低天線旁波瓣(side lobe level)[11]。

## 1.2 章節介紹

本論文第二章介紹洩漏波天線的基本理論，及非平衡-平衡激發電路的饋入結構。第三章主要介紹設計寬頻緩變洩漏波微帶天線，以及天線的量測結果。第四章主要介紹另一演算法來設計低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線，以及天線的模擬結果。第五章則為結論。



## 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，以及非平衡-平衡激發電路的饋入結構。

### 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 $\beta$ ，損耗常數為 $\alpha$ 。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。

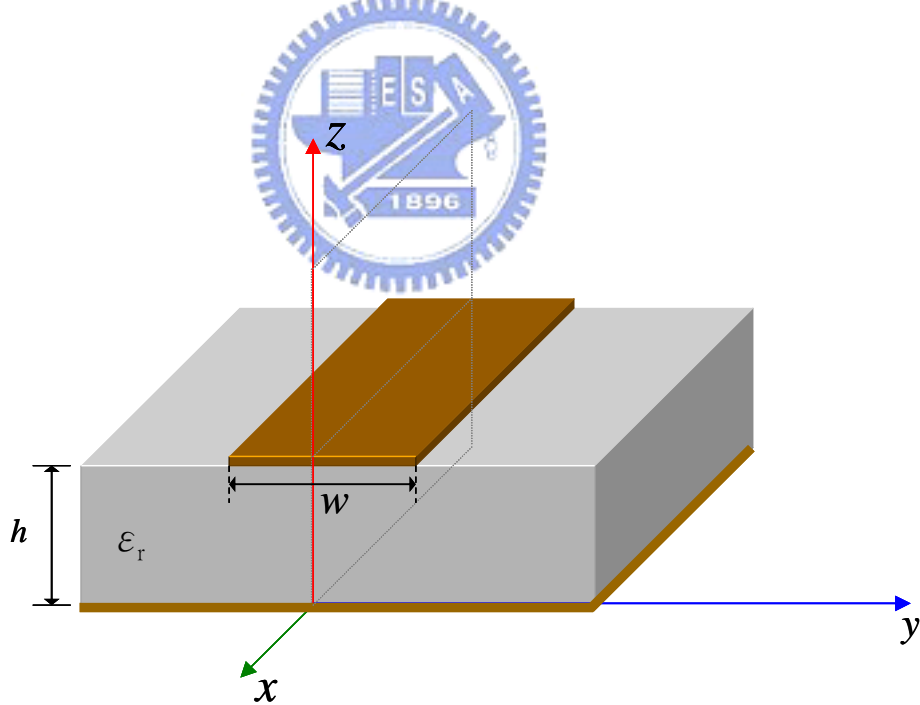


圖2-1：微帶洩漏波天線的示意圖。

如圖2-2為微帶線正規化的傳播特性曲線圖，相位常數 $\beta/\kappa_0$ ，損耗常數 $\alpha/\kappa_0$  ( $\kappa_0$ 為自由空間中波數)，兩者的值皆會隨頻率呈現改變。

(I) reactive region

(II) 輻射區(radiation region)

(III) bound mode region

$$\epsilon_r = 2.2 \quad h = 0.508\text{mm} \quad \text{width} = 10.4\text{mm}$$

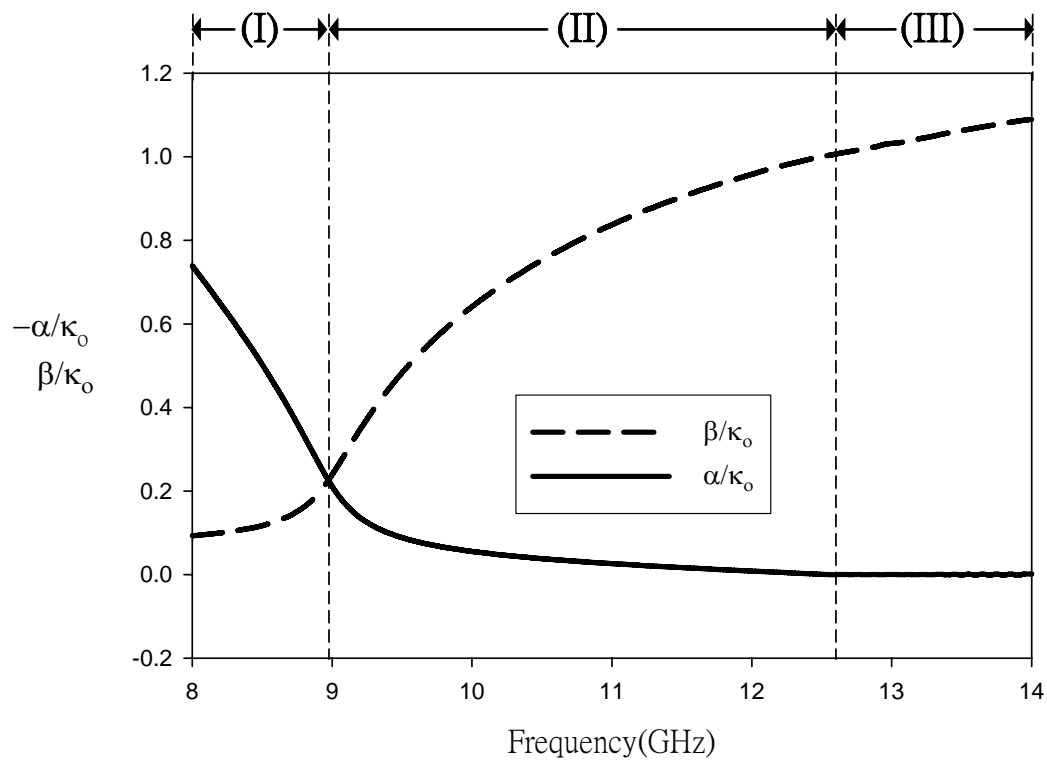


圖2-2: 微帶線正規化的傳播特性曲線圖。

$\alpha/\kappa_0$ 與 $\beta/\kappa_0$ 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 $\alpha$ 與 $\beta$ 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 $\beta$ 等於損耗常數 $\alpha$ 的交點( $\beta = \alpha$ )，到相位常數 $\beta$ 等於自由空間波

數  $\kappa_0$  ( $\beta = \kappa_0$ ) 為終點。在(III)區， $\beta > \kappa_0$  進入bound mode region，當  $\kappa_0 < \beta < \kappa_s$  存在surface-wave leakage。在這區域，能量在微帶線上傳播，看不到輻射的現象。

當天線寬度變窄時， $\beta/\kappa_0$  與  $\alpha/\kappa_0$  曲線將會往高頻移動，天線寬度增加時， $\beta/\kappa_0$  與  $\alpha/\kappa_0$  曲線將會往低頻移動。當基板的介電常數升高， $\beta/\kappa_0$  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  $\beta/\kappa_0$  下， $\alpha$  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  $\alpha/\kappa_0$  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  $\theta \cong \cos^{-1}(\beta/\kappa_0)$ ， $\theta$  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  $\beta/\kappa_0$  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  $\alpha$  值有關。假設  $\alpha$  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  $\alpha$  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  $\alpha/\kappa_0$  有線性相關。

## 2.2 平衡式微帶線

圖2-3為非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之示意圖。非平衡式微帶線轉換成平衡式微帶線的轉變區( $l_t$ )拉得夠長則可以達到較好的阻抗匹配。圖2-4為平衡式微帶線之結構圖。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。要從微帶線轉變為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。

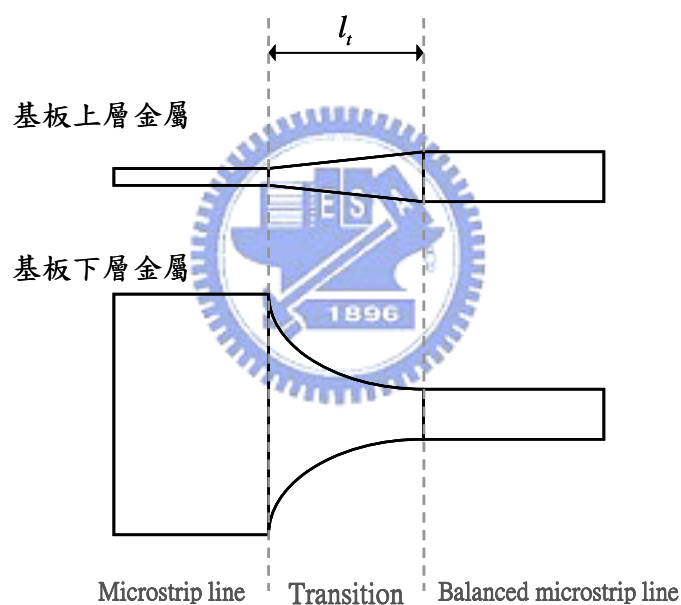


圖2-3：非平衡式微帶線轉平衡式微帶線之示意圖。

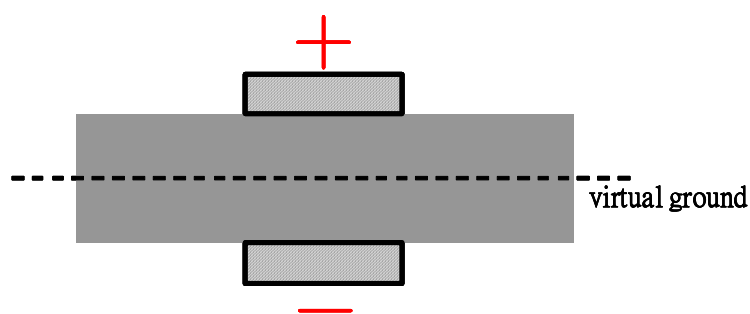
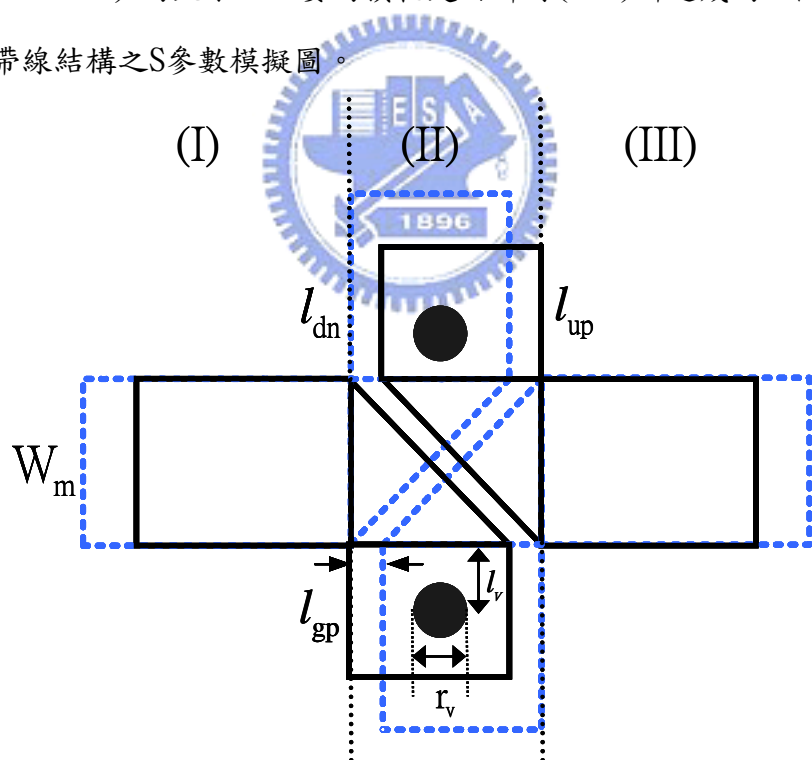


圖2-4：平衡式微帶線之結構圖。

## 2.3 反向平衡式微帶線

圖2-5為反向平衡式微帶線結構之示意圖。反向平衡式微帶線乃利用平衡式微帶線結構而將基板上下之正負微帶位置互異而得。圖2-6為反向平衡式微帶線之俯視結構圖。圖2-7為反向平衡式微帶線之側視結構圖。在(I)區，為平衡式微帶線，上層的帶線擁有正電壓而下層的帶線擁有負電壓。在(II)區，將(I)區的平衡式微帶線轉向90度，利用鉚釘(via)接通基板上下層之帶線，連接基板下層轉向之帶線。在(III)區，為平衡式微帶線，此時下層的帶線擁有正電壓而上層的帶線擁有負電壓。不同的頻寬是因為不同的設計參數而定，調整 $l_{dn}$ 、 $l_{up}$ 、 $l_{gp}$ 、 $l_v$ 和 $r_v$ 來達成反射損失 (return loss) 小於-10dB。參數 $l_{gp}$ 、 $r_v$ 將會影響插入損耗 (insertion loss) 的大小，主要的損耗是由鉚釘(via)所造成的。圖2-8為反向平衡式微帶線結構之S參數模擬圖。



$$\begin{array}{lll}
 l_{dn} = 1\text{mm} & l_{up} = 0.9\text{mm} & l_{gp} = 0.13\text{mm} \\
 r_v = 0.3\text{mm} & l_v = 0.243\text{mm} & W_m = 1.48\text{mm} \\
 h = 0.508\text{mm} & \epsilon_r = 2.2 & 
 \end{array}$$

圖2-5: 反向平衡式微帶線結構之示意圖。



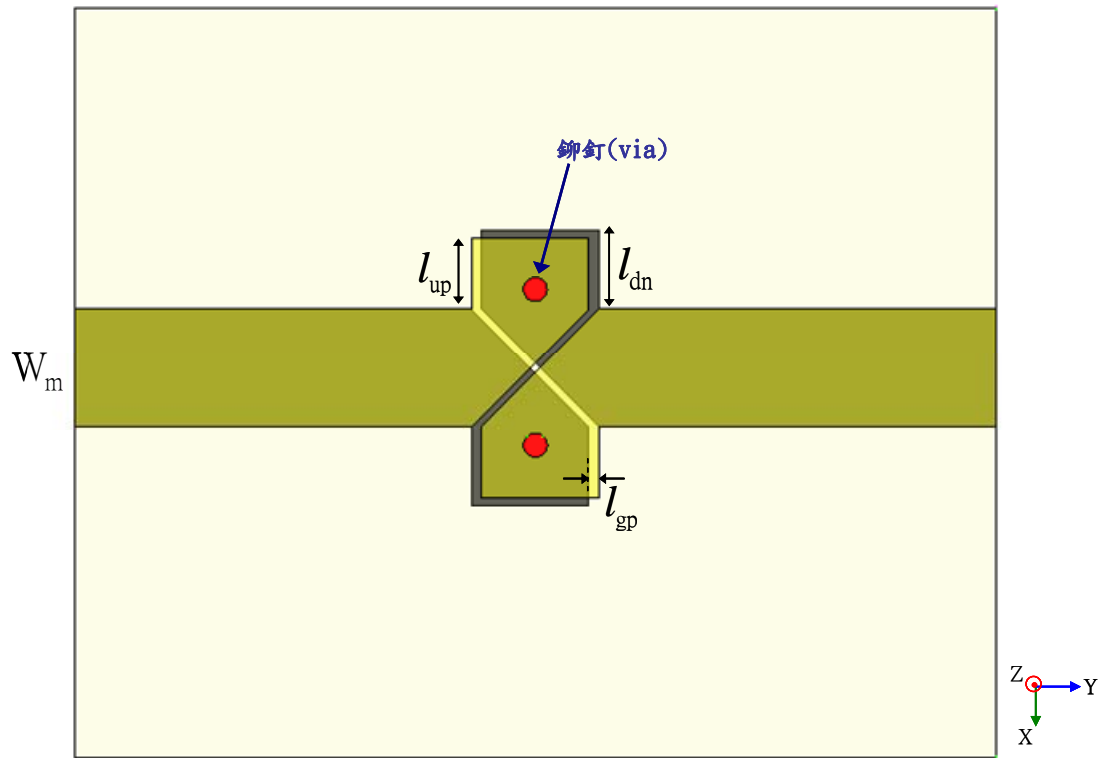


圖2-6：反向平衡式微帶線之俯視結構圖。

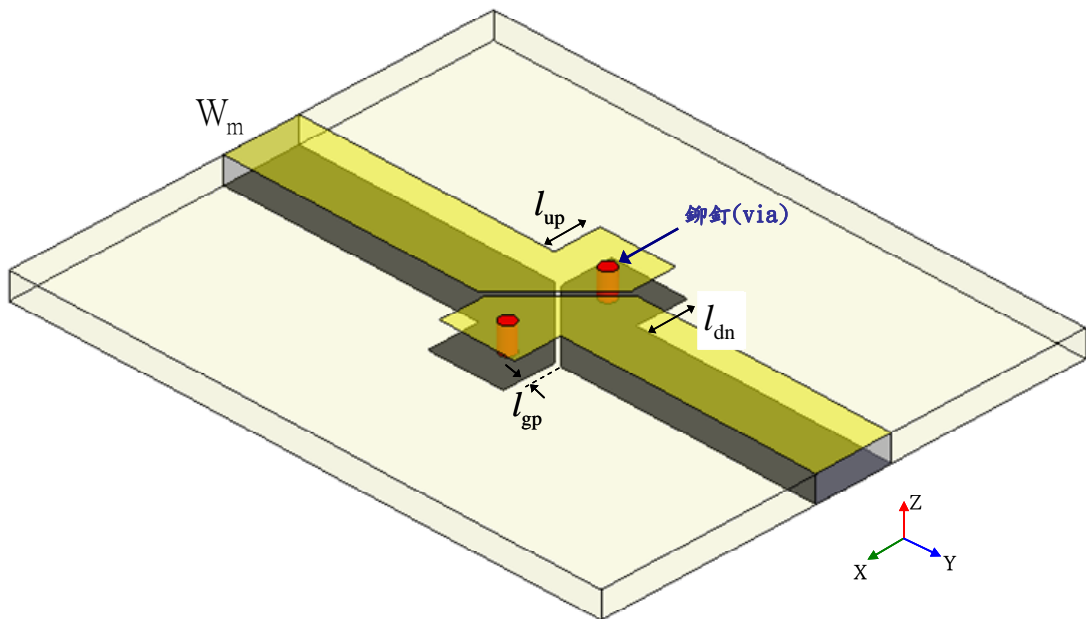


圖2-7：反向平衡式微帶線之側視結構圖。

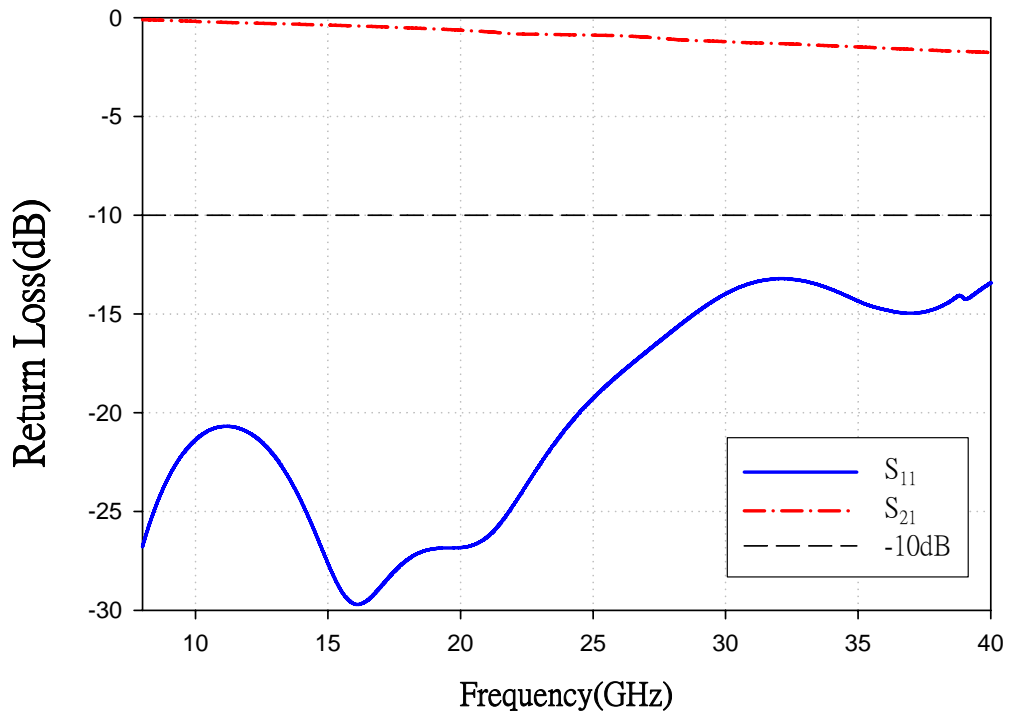


圖2-8: 反向平衡式微帶線結構之S參數模擬圖。

## 2.4 第一高階模激發電路

圖 2-9 為激發電路結構之俯視示意圖。我們需要一寬頻第一高階模激發電路，且輸出端 port2 與輸出端 port3 的相位差在此寬頻結構中階保持其相位差都準確地差 180 度（誤差在百分之五內），圖 2-10 為激發電路結構之側視示意圖。先由 50 歐姆非平衡式微帶線為輸入端 port1，經由轉換區將 50 歐姆非平衡式微帶線轉換成 32 歐姆平衡式微帶線，此轉換區長度必須要夠長才能做到較好的阻抗轉換，再經過平衡式微帶線功率分向器到阻抗 64 歐姆平衡式微帶線，再以阻抗轉換匹配至 50 歐姆輸出端。因為輸出端 port2 有經過反向平衡式微帶線，多了鉚釘(via)的路徑，所以輸出端 port3 須要增加路徑長度來補償輸出端 port2 的鉚釘(via)的路徑。所以輸出端 port2 之基板上層微帶為負電壓，基板下層微帶為正電壓。輸出端 port3 之基板上層微帶為正電壓，基板下層微帶為負電壓。圖 2-11 為激發電路背對背結構之俯視圖。圖 2-12 為激發電路背對背結構之反射損失( $S_{11}$ )量測圖。且圖 2-12 為量測 8GHz 至 40GHz 之反射損失 (return loss) 小於-10dB。



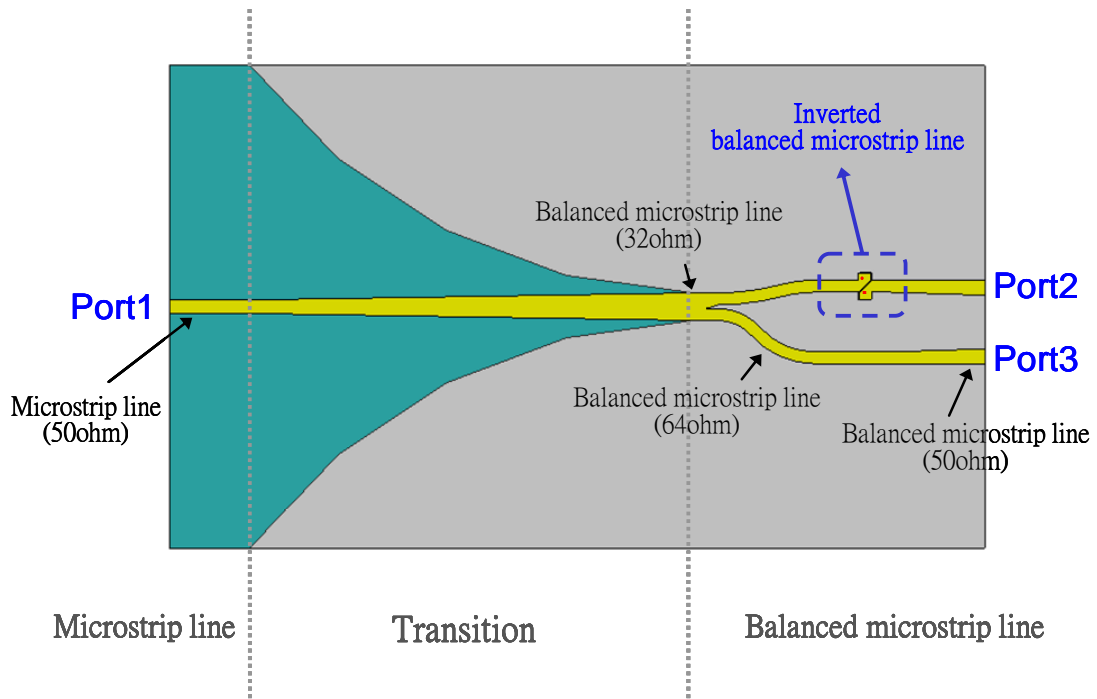


圖2-9: 激發電路結構之俯視示意圖。

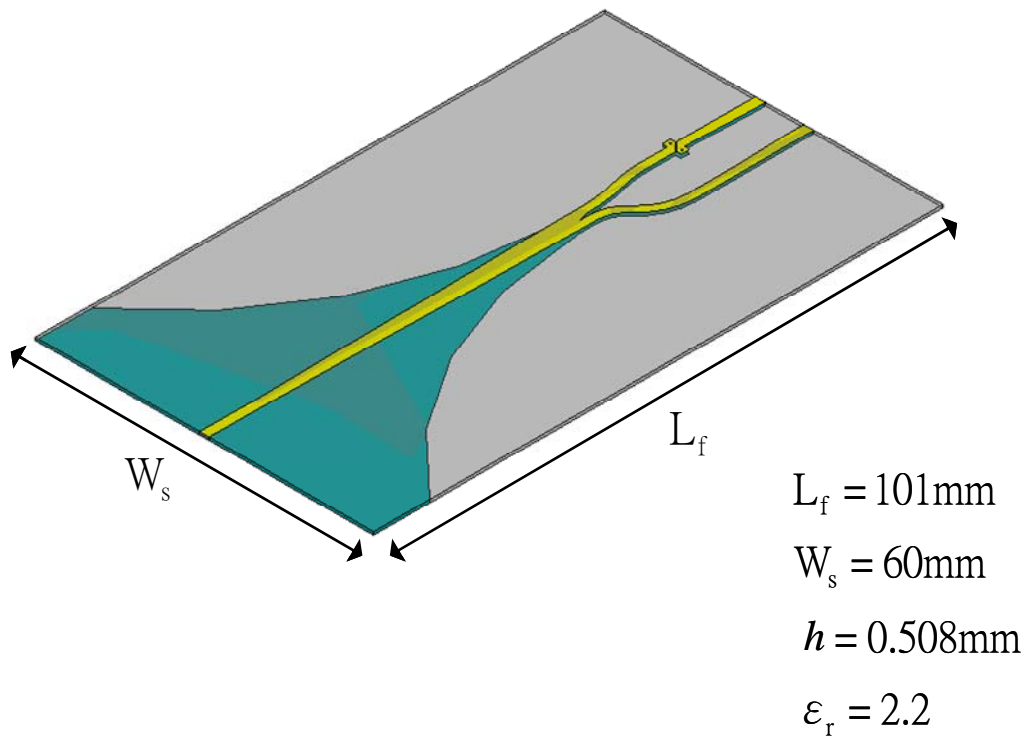
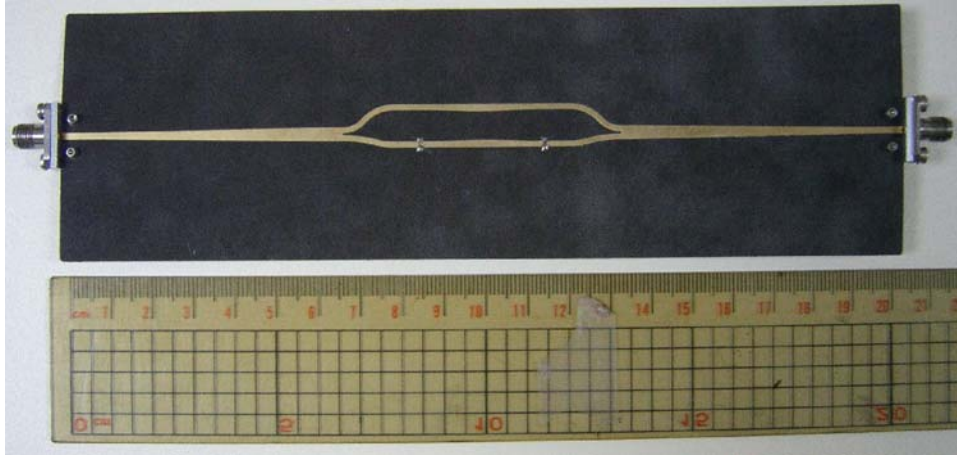
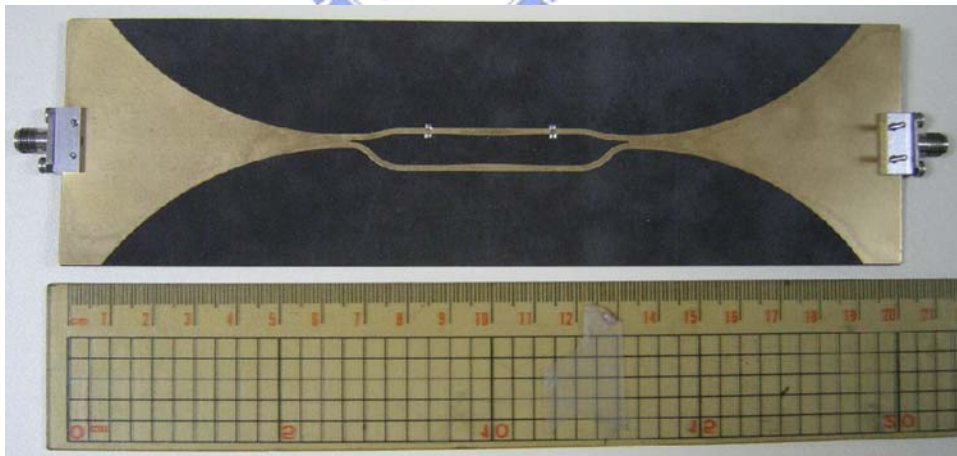


圖2-10: 激發電路結構之側視示意圖。



(a)



(b)

圖2-11：激發電路背對背結構之俯視圖(a)正面(b)反面。

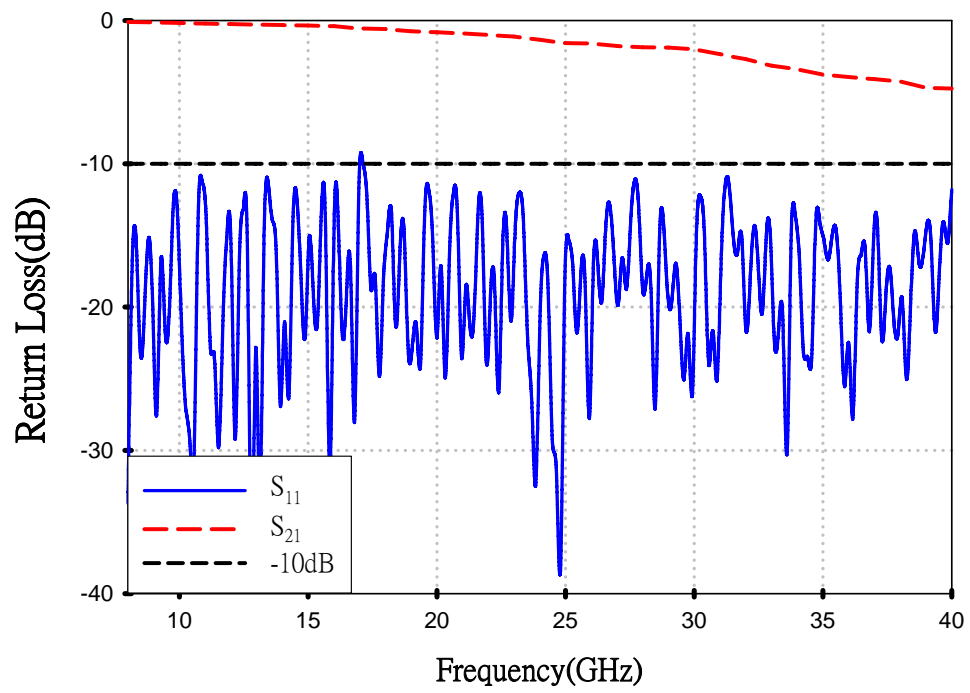


圖2-12: 激發電路背對背結構之S參數量測圖。

圖 2-13 為激發電路結構之量測輸出端 port2 與輸出端 port3 相位差實作圖。因為輸出端 port2 與輸出端 port3 之間距離太靠近而造成無法量測，所以在輸出端 port2 與輸出端 port3 增加相等長度，此電路是要量測輸出端 port2 與輸出端 port3 的相位差，所以兩輸出端增加相同長度，則不影響輸出端 port2 與輸出端 port3 之相位差。圖 2-14 為激發電路結構之輸出端 port2 與輸出端 port3 相位差量測圖。輸出端 port2 與輸出端 port3 的相位差在此寬頻結構中階保持其相位差都幾乎準確地差 180 度（誤差在百分之五內）。

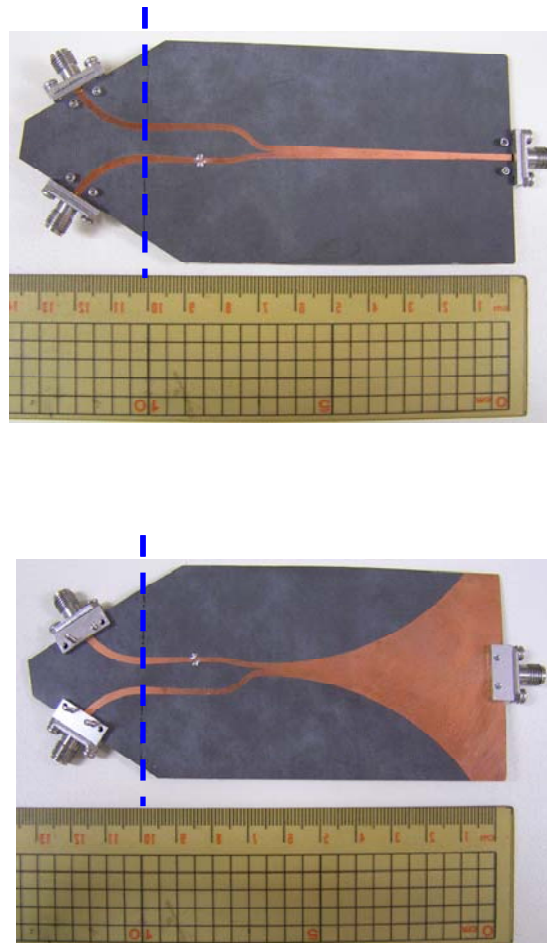
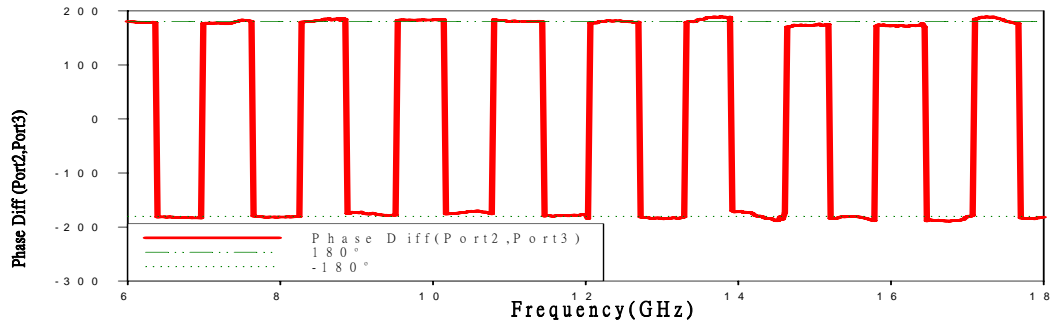
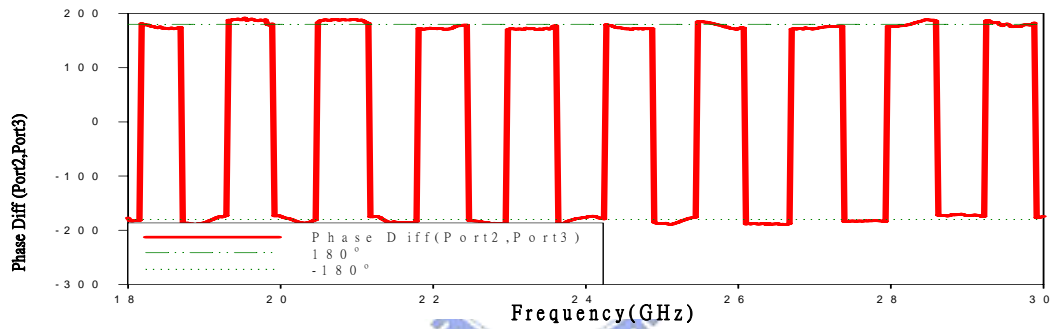


圖2-13：激發電路結構之量測輸出端port2與輸出端port3相位差實作圖。

### 6GHz ~ 18GHz



### 18GHz ~ 30GHz



### 30GHz ~ 40GHz

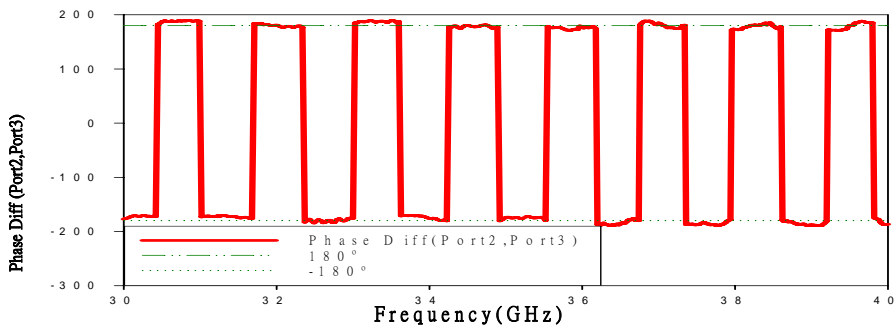


圖2-14: 激發電路結構之輸出端port2與輸出端port3相位差量測圖。



### 第三章 寬頻緩變洩漏波微帶天線

## (Broadband Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna)

### 3.1 寬頻緩變洩漏波天線設計方法

由第二章的洩漏波原理與特性得知，當天線之寬度變窄時，正規化特性曲線的輻射區(radiation region)將會往高頻移動。若設計天線寬度由寬緩變至窄，則正規化特性曲線的輻射區也會由低頻漸漸往高頻移動，且讓正規化特性曲線的輻射區能由低頻至高頻都能部分重疊。不同操作頻率將會在天線的不同區域輻射，低頻會在天線寬度較寬處輻射，高頻則會在天線寬度較窄處輻射。我們利用多段的微帶天線設計寬頻緩變洩漏天線，一個重要的觀點是如何判斷每一段微帶天線的寬度與長度，能使不同頻率的能量均勻輻射，且能量會隨著天線的長度而指數衰減，所以我們利用殘餘能量比例的想法來估算每一段微帶天線的長度。我們必須先設定兩個殘餘於能量比例的參數  $r_a$ 、 $r_b$ 。

#### 3.1.1 寬頻緩變洩漏波天線設計流程

圖3-1為寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖。若操作頻寬從  $f_{start}$  到  $f_{end}$ ，我們可以找到輻射區開始的頻率  $f_1$ ，且當  $f_1 = f_{start}$  時，利用全波分析可估算第一段微帶天線的寬度  $w_1$ 。將  $\alpha_{1a}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{1a}L_1} \quad ,$$

可得第一段微帶天線長度  $L_1$ ，再將  $L_1$  帶入

$$r_b = e^{-2\alpha_{1b}L_1} \quad ,$$

可得  $\alpha_{1b}$ ，利用全波分析再推得  $f_2$ ，且可找到一組  $\beta/\kappa_0 > \alpha/\kappa_0$  的正規化特性曲線，即可推估第二段微帶天線的寬度  $w_2$ 。已知參數  $f_2$ 、 $w_2$ 、 $h$  前提下，再利用全波分析可估算出  $\alpha_{2a}$  值，再將  $\alpha_{2a}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{2a}L_2} \quad ,$$

可得第二段微帶天線的長度  $L_2$ 。

以此設計方法，在第  $i$  段微帶天線， $i \geq 1$ ，利用全波分析估算第  $i$  段微帶天線寬度  $w_i$ 。將  $\alpha_{ia}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{ia}L_i} \quad ,$$

可得第  $i$  段微帶天線長度  $L_i$ ，再將  $L_i$  帶入

$$r_b = e^{-2\alpha_{ib}L_i} \quad ,$$

可得  $\alpha_{ib}$ ，利用全波分析再推得  $f_{i+1}$ ，且可找一組  $\beta/\kappa_0 > \alpha/\kappa_0$  的正規化特性曲線，且即可推估第  $(i+1)$  段微帶天線的寬度  $w_{i+1}$ 。已知參數  $f_{i+1}$ 、 $w_{i+1}$ 、 $h$  前提下，利用全波分析可估算出  $\alpha_{(i+1)a}$  值，再將  $\alpha_{(i+1)a}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{(i+1)a}L_{(i+1)}} \quad ,$$

可得第  $(i+1)$  段微帶天線的長度  $L_{i+1}$ 。

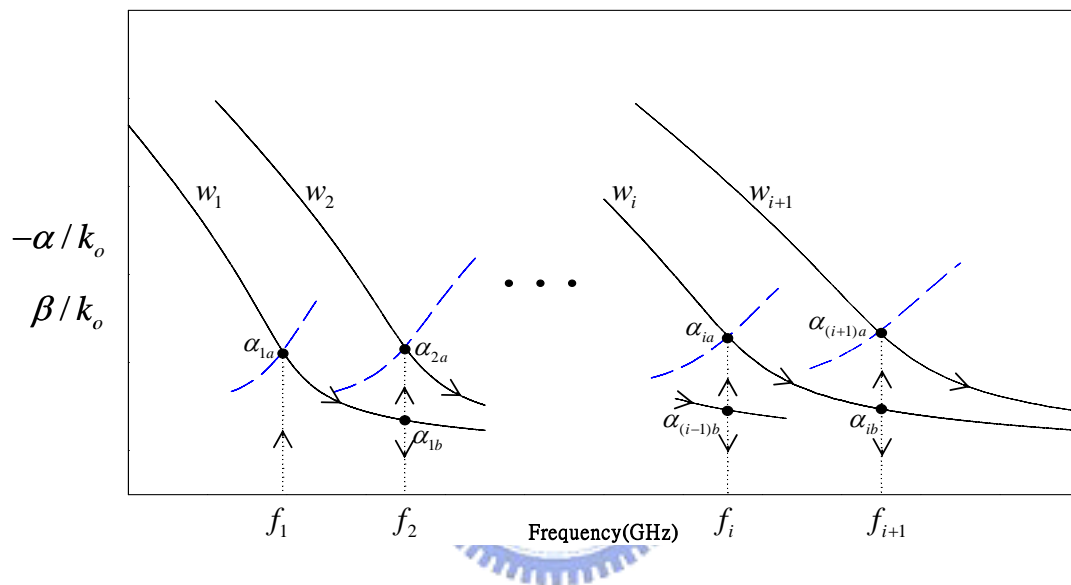


圖3-1: 寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖。

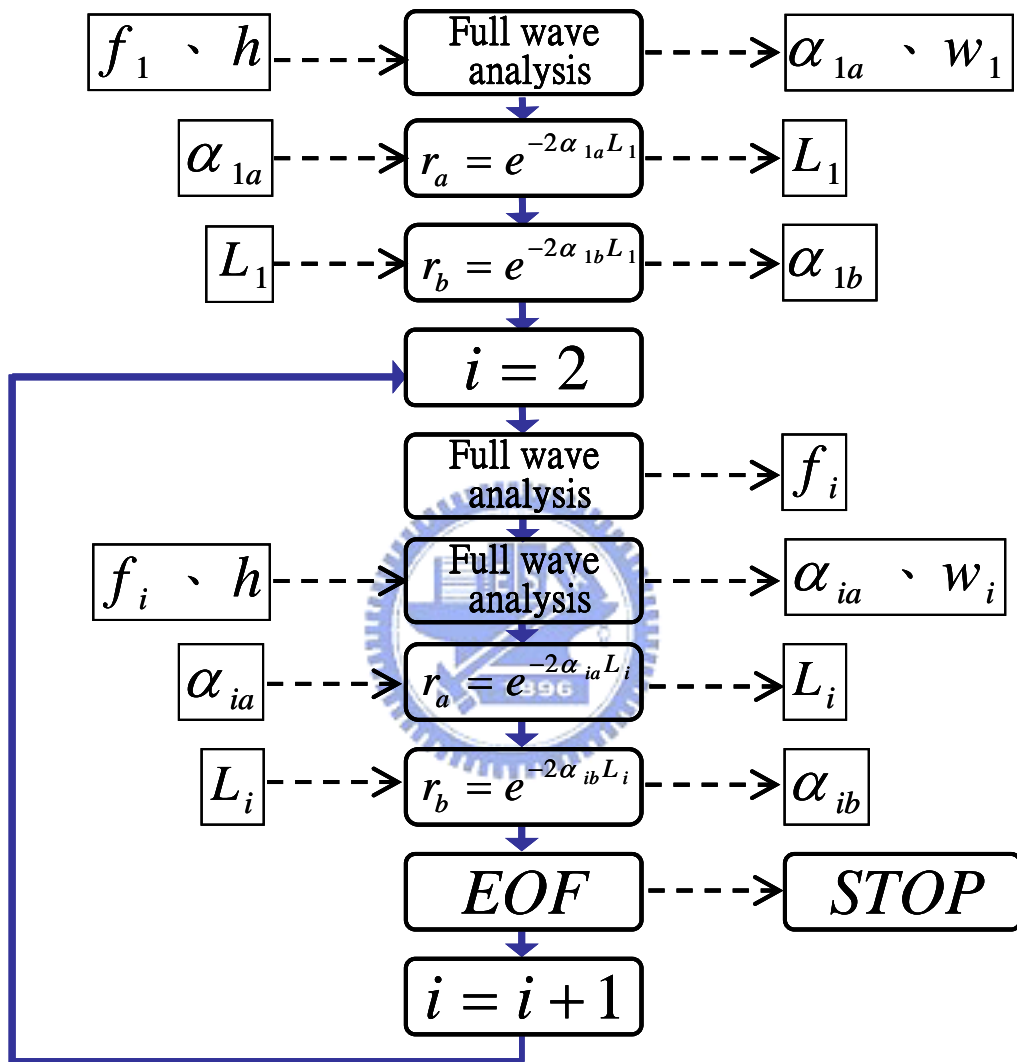


圖3-2: 寬頻緩變洩漏波天線之設計流程方塊圖。

### 3.1.2 降低寬頻緩變洩漏波天線不連續的方法

圖 3-3 為多段緩變微帶天線之示意圖。此天線模型可看出嚴重的不連續與阻抗不匹配，將會降低頻寬和造成嚴重的旁波束。圖 3-4 為多段梯形緩變微帶天線之示意圖。所以我們在每段微帶天線之間加一梯形轉換區，降低天線的不連續與阻抗的不匹配。

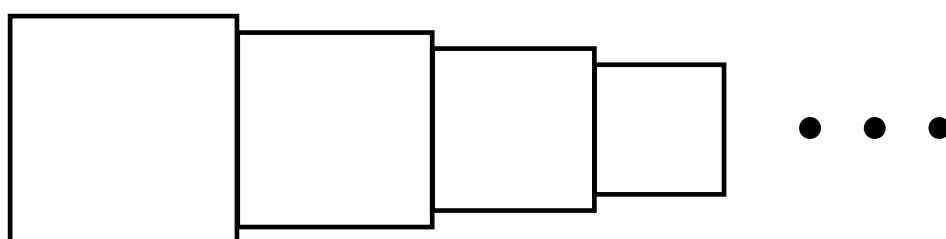


圖3-3: 多段緩變微帶天線之示意圖。

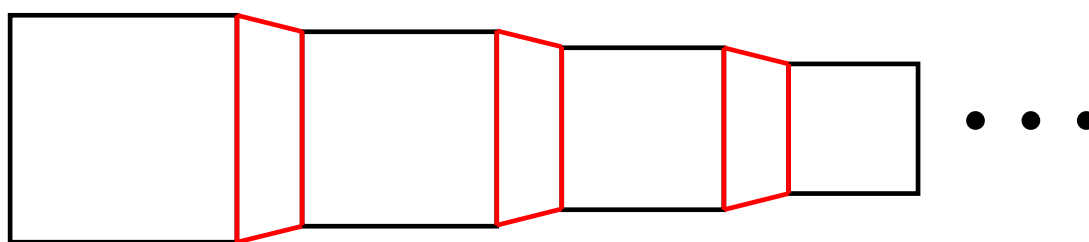


圖3-4: 多段梯形緩變微帶天線之示意圖。

### 3.2 寬頻緩變洩漏波天線實作及量測

設計一10GHz~40GHz寬頻緩變洩漏波天線，利用上一節所提出的演算法算出多段微帶天線的長度與寬度。基板的介電常數  $\epsilon_r = 2.2$ ，板材厚度  $h = 0.508\text{mm}$ 。且設定殘餘能量比例  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.6$ 。圖3-5為多段緩變微帶天線之尺寸表。

section	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
width(mm)	10.4	9.52	8.7	7.89	7.12	6.37	5.66	4.96	4.3	3.67	3.09	2.54	2.02
length(mm)	20.2	17	15	13.1	11.4	9.7	8.4	6.96	5.7	4.6	3.68	2.85	2.1
$f_1=9.12\text{GHz}$	<b>0.2</b>												
$f_2=9.75\text{GHz}$	<b>0.6</b>	<b>0.2</b>											
$f_3=10.62\text{GHz}$		<b>0.6</b>	<b>0.2</b>										
$f_4=11.61\text{GHz}$			<b>0.6</b>	<b>0.2</b>									
$f_5=12.75\text{GHz}$				<b>0.6</b>	<b>0.2</b>								
$f_6=14.13\text{GHz}$					<b>0.6</b>	<b>0.2</b>							
$f_7=15.77\text{GHz}$						<b>0.6</b>	<b>0.2</b>						
$f_8=17.65\text{GHz}$							<b>0.6</b>	<b>0.2</b>					
$f_9=20.01\text{GHz}$								<b>0.6</b>	<b>0.2</b>				
$f_{10}=22.94\text{GHz}$									<b>0.6</b>	<b>0.2</b>			
$f_{11}=26.52\text{GHz}$										<b>0.6</b>	<b>0.2</b>		
$f_{12}=31.15\text{GHz}$											<b>0.6</b>	<b>0.2</b>	
$f_{13}=37.11\text{GHz}$												<b>0.6</b>	<b>0.2</b>

圖3-5：多段緩變微帶天線之尺寸表。

因為設定殘餘能量比例為  $r_a$ 、 $r_b$ ，所以若第  $i$  段微帶天線差不多輻射約  $(1-r_b) \times 100\%$  的能量，第  $(i+1)$  段微帶天線差不多輻射約  $((1-(1-r_b)) \times (1-r_a)) \times 100\%$ ， $i \geq 1$ 。設定  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.6$ ，則第  $i$  段微帶天線差不多輻射約 40% 的能量，第  $(i+1)$  段微帶天線差不多輻射約 48% 的能量， $i \geq 1$ 。若在頻率  $f_{i+1}$  時，從第一段微帶天線至  $(i-1)$  段微帶天線階進入束縛區 (bound mode region)，所以能量將傳入第  $i$  段微帶天線，則第  $i$  段微帶天線輻射 40% 的能量，且第  $(i+1)$  段微帶天線進入輻射區 (radiation region)，且輻射 48% 的能量。所以在第  $i$  段微帶天線與第

( $i+1$ )段微帶天線幾乎輻射約 88%的能量。圖 3-6 為多段緩變微帶天線之實體俯視圖。圖 3-7 為多段緩變微帶天線之反射損失( $S_{11}$ )量測圖。圖 3-8 為多段緩變微帶天線之輻射場型。

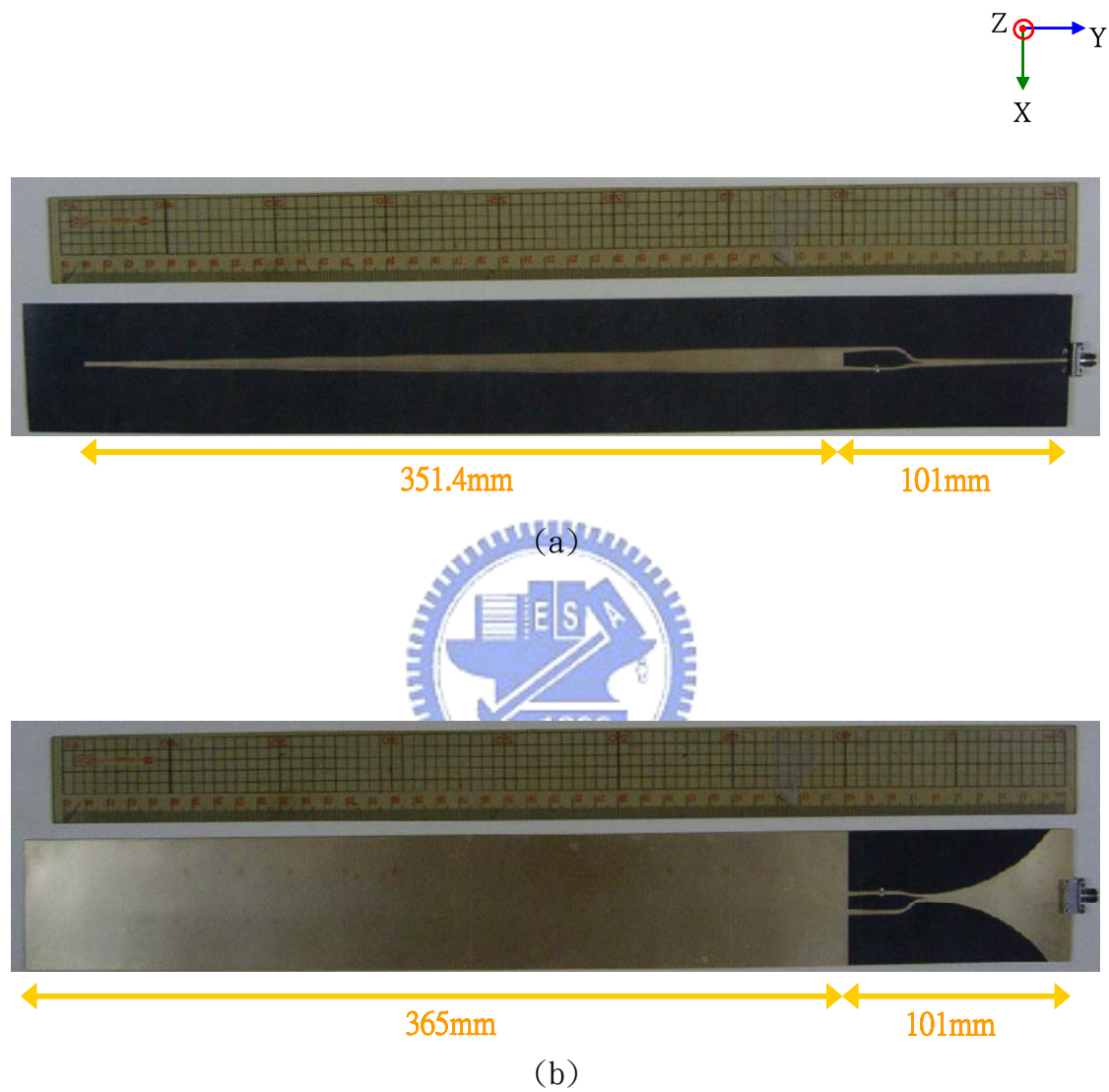


圖3-6: 多段緩變微帶天線之實體俯視圖(a)正面(b)反面。

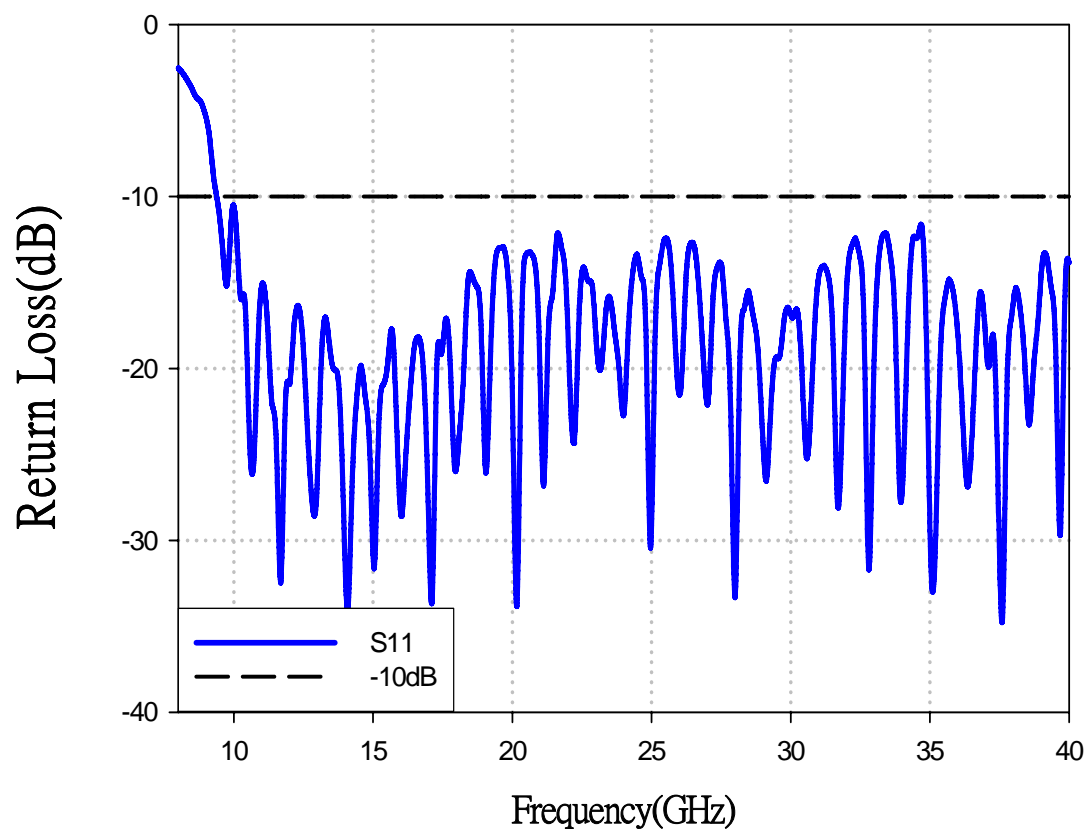


圖3-7：多段緩變微帶天線之反射損失(S<sub>11</sub>)量測圖。



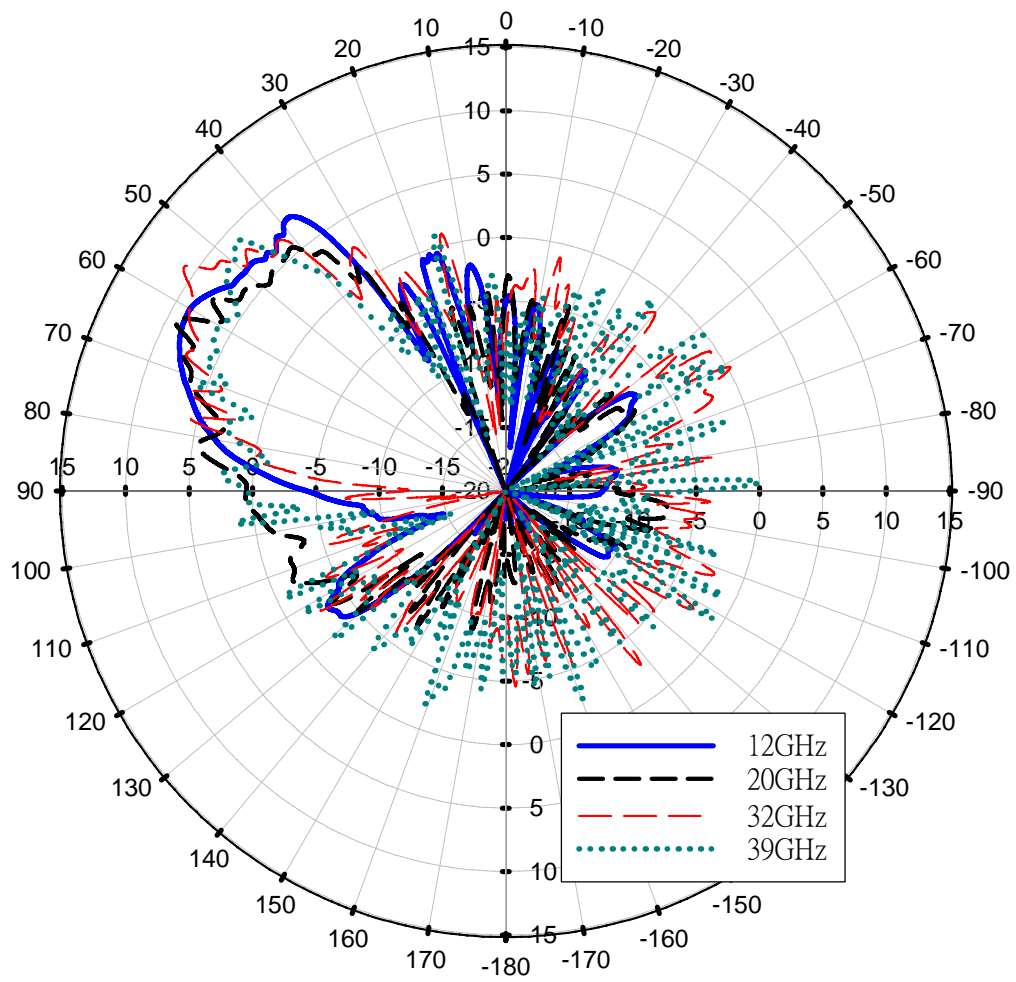


圖3-8: 多段緩變微帶天線量測H-plane(y-z plane)之輻射場型

## 第四章 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波微帶天線

### (Tapered Microstrip Leaky-Wave Antenna with Low Sidelobes for Broadband Operation)

#### 4.1 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線設計方法

本章節提出一演算法，來降低天線的旁波瓣，由第二章的洩漏波原理與特性得知，當天線之寬度變窄時，正規化特性曲線的輻射區(radiation region)將會往高頻移動。若設計天線寬度由寬緩變至窄，則正規化特性曲線的輻射區也會由低頻漸漸往高頻移動，且讓正規化特性曲線的輻射區能由低頻至高頻都能部分重疊。不同操作頻率將會在天線的不同區域輻射，低頻會在天線寬度較寬處輻射，高頻則會在天線寬度較窄處輻射。我們利用多段的微帶天線設計寬頻緩變洩漏天線，一個重要的觀點是如何判斷每一段微帶天線的寬度與長度，能使不同頻率的能量均勻輻射，但因每一段微帶天線的寬度不同，造成天線的連續，且能量會隨著天線的長度而指數衰減，若能讓能量完全洩漏，降低天線的不連續所造成的反射，且若能修飾主波束(main lobe)的輻射場型，就能降低天線不連續所造成的旁波瓣，所以我們再多加一控制變數板材厚度 $h_i$ 來控制 $\alpha/\kappa_0$ 與 $\beta/\kappa_0$ 的值，本章節天線的寬度主要是控制天線頻寬，板材厚度控制洩漏的能量分布與主波束的輻射場型，我們利用殘餘能量比例的想法來估算每一段微帶天線的長度。我們必須先設定三個殘餘能量比例的參數 $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$ 和設定 $\beta/\kappa_0$ 值，利用全波分析估算出微帶天線板材之厚度 $h_i$ 與 $\alpha_{ic}$ 值。本章的方式是需要控制天線板材的厚度，但事實作上的困難，所以本章為模擬數據。

## 4.2 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線設計流程

圖 4-1 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖。先設定三個殘餘能量比例的參數  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  和設定  $\beta/\kappa_0$  值。殘餘能量比例參數  $r_a$ 、 $r_b$  主要是計算每一段微帶天線的寬度與長度。殘餘能量比例參數  $r_c$  和  $\beta/\kappa_0$  主要是計算板材的厚度  $h_i$  與  $L_{ic}$ ，控制洩漏的能量分布與修飾主波束的輻射場型。須先設定  $\beta/\kappa_0$  值，再利用全波分析估算天線板材的厚度  $h_i$  與  $\alpha_{ic}$  值，再帶入殘餘能量比例  $r_c = e^{-2\alpha_{ic}L_{ic}}$ ，即可算得  $L_{ic}$ 。圖 4-2 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之示意圖。

可看出每一段微帶天線的寬度與不同厚度的位置關係圖。除了第一段微帶天線中，只有一種厚度  $h$ ，其餘的每一段微帶天線中都有兩種厚度  $h$ 、 $h_i$ ， $i \geq 2$ 。如圖 4-2 所示，在微帶天線寬度  $w_i$  中，先連接 section  $i_{(1)}$ ，微帶天線寬度為  $w_i$  與天線板材厚度  $h_i$ ，再連接 section  $i_{(2)}$ ，微帶天線寬度  $w_i$  與天線板材厚度  $h$ 。

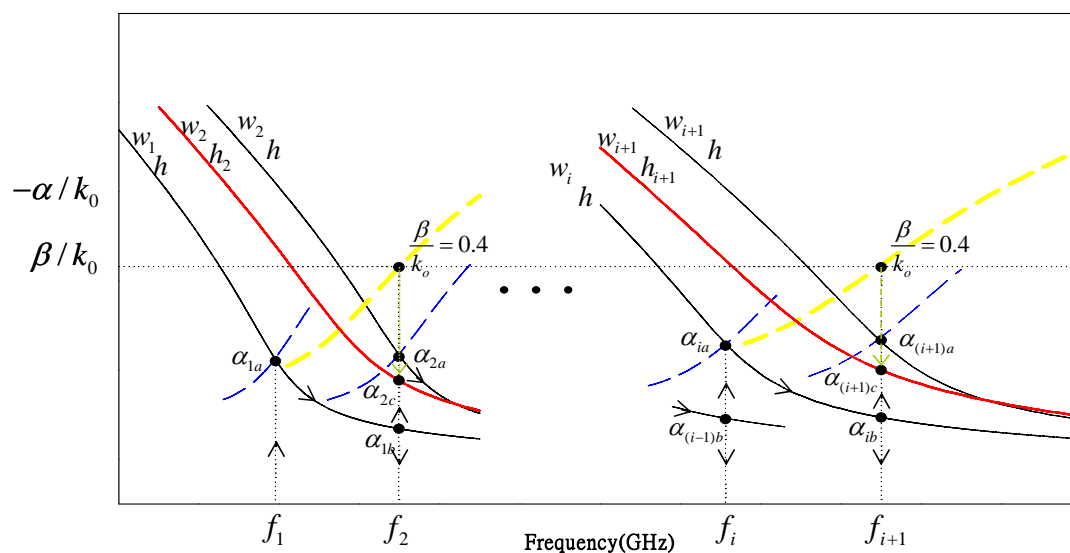


圖4-1：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之設計流程圖。

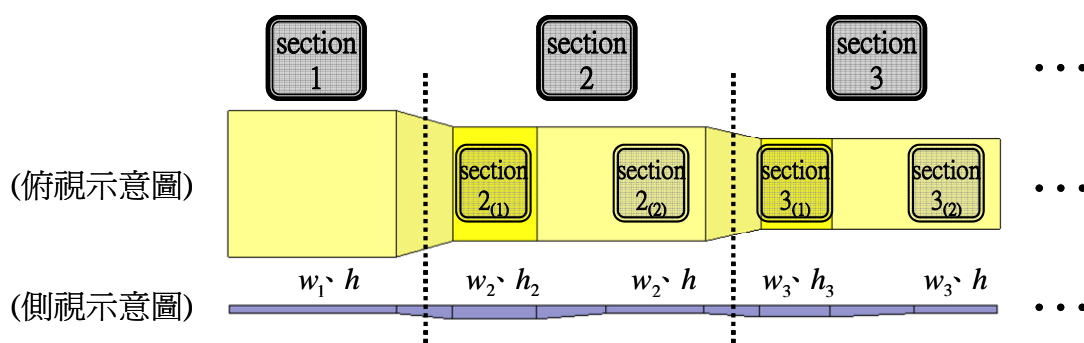


圖4-2: 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之示意圖。

若操作頻寬從  $f_{start}$  到  $f_{end}$ ，我們可以以找到輻射區開始的頻率  $f_1$ ，且當  $f_1 = f_{start}$  時，且決定第一段微帶天線的板材厚度  $h$ ，利用全波分析可估算第一段微帶天線的寬度  $w_1$ 。將  $\alpha_{1a}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{1a}L_1} \quad ,$$

可得第一段微帶天線長度  $L_1$ ，再將  $L_1$  帶入

$$r_b = e^{-2\alpha_{1b}L_1} \quad ,$$

可得  $\alpha_{1b}$ ，利用全波分析再推得  $f_2$ ，且可找一組  $\beta/\kappa_0 > \alpha/\kappa_0$  的正規化特性曲線，且即可推估第二段微帶天線的寬度  $w_2$ 。如圖 4-2，在第二段微帶天線 section 2 中，有兩種微帶天線的板材厚度，section 2<sub>(1)</sub> 與 section 2<sub>(2)</sub>。

在 section 2<sub>(1)</sub> 中，先決定  $\beta/\kappa_0$  的值，在已知參數  $f_2$ 、 $w_2$ 、 $\beta/\kappa_0$  前提下，利用全波分析可估算出天線板材的厚度  $h_2$  與  $\alpha_{2c}$  值。再將  $\alpha_{2c}$  帶入

$$r_c = e^{-2\alpha_{2c}L_{2c}} \quad ,$$

可得第二段微帶天線中，section 2<sub>(1)</sub> 的長度  $L_{2c}$ 。

在 section  $2_{(2)}$  中，已知參數  $f_2$ 、 $w_2$ 、 $h$  前提下，利用全波分析可估算出  $\alpha_{2a}$  值，再將  $\alpha_{2a}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{2a}L_2} ,$$

可得第二段微帶天線中，section  $2_{(2)}$  的長度  $L_2$ 。

以此設計方法，在第  $i$  段微帶天線，利用全波分析再推得  $f_i$ ，且可找一組  $\beta/\kappa_0 > \alpha/\kappa_0$  的正規化特性曲線，且即可推估第  $i$  段微帶天線寬度  $w_i$ 。在第  $i$  段微帶天線 section  $i$  中，有兩種微帶天線的板材厚度，section  $i_{(1)}$  與 section  $i_{(2)}$ 。

在 section  $i_{(1)}$  中，先決定  $\beta/\kappa_0$  的值，在已知參數  $f_i$ 、 $w_i$ 、 $\beta/\kappa_0$  前提下，利用全波分析可估算出天線板材的厚度  $h_i$  與  $\alpha_{ic}$  值。再將  $\alpha_{ic}$  帶入

$$r_c = e^{-2\alpha_{ic}L_{ic}} ,$$

可得第  $i$  段微帶天線中，section  $i_{(1)}$  的長度  $L_{ic}$ 。

在 section  $i_{(2)}$  中，已知參數  $f_i$ 、 $w_i$ 、 $h$  前提下，利用全波分析可估算出  $\alpha_{ia}$  值，再將  $\alpha_{ia}$  帶入

$$r_a = e^{-2\alpha_{ia}L_i} ,$$

可得第  $i$  段微帶天線中，section  $i_{(2)}$  的長度  $L_i$ ， $i \geq 1$ 。利用此方法可估算出每一段微帶天線之長度與寬度。圖 4-3 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之設計流程方塊圖。

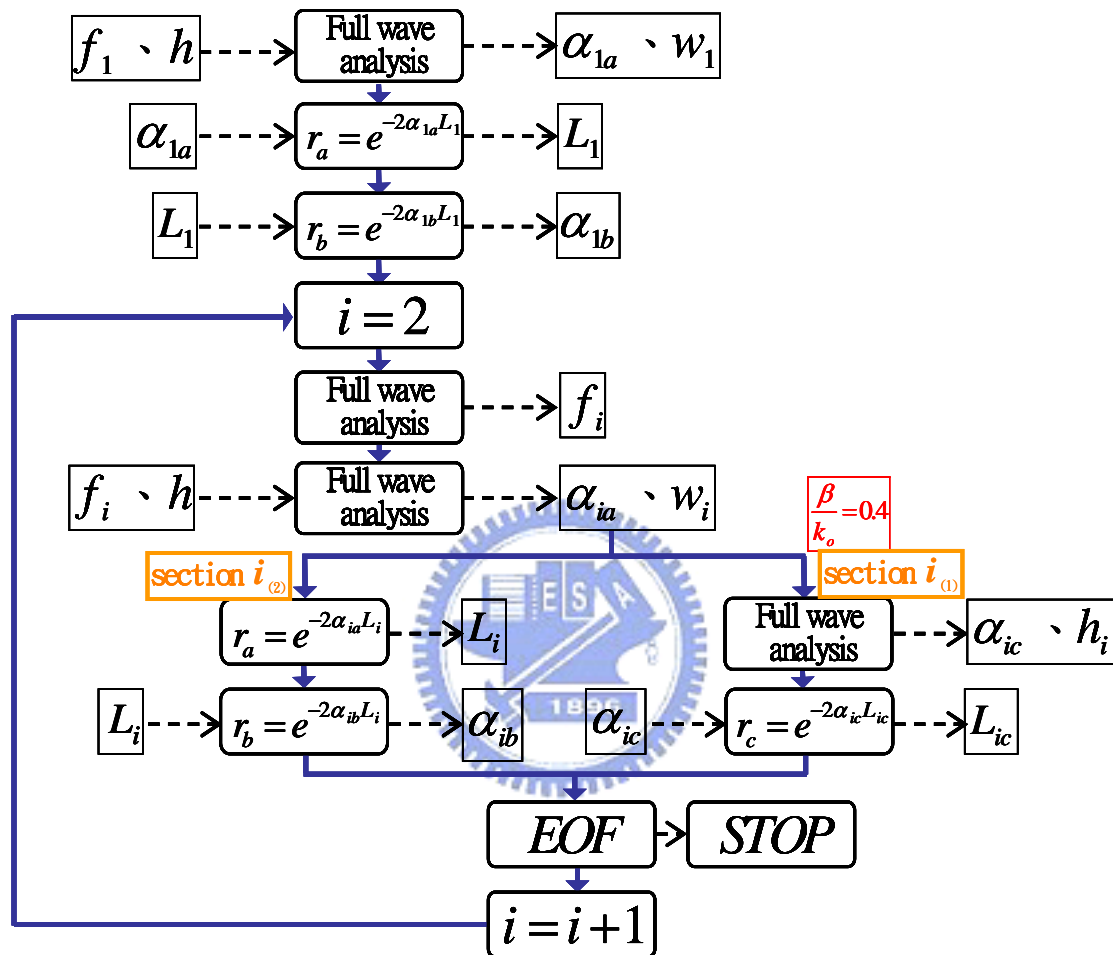


圖4-3：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之設計流程方塊圖。

### 4.3 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例

設計一 10GHz~20GHz 低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線，利用上一節所提出的演算法算出多段微帶天線的長度、寬度與天線基板的厚度  $h_i$ 。基板的介電常數  $\epsilon_r = 2.2$ ，板材厚度  $h = 0.508\text{mm}$ 。且設定殘餘能量比例  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.85$ 、 $r_c = 0.25$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$ 。圖 4-4 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表。圖 4-5 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之示意圖。

section	1	2	3	4			
$\epsilon_r = 2.2$		$2_{(1)}$	$2_{(2)}$	$3_{(1)}$	$3_{(2)}$	$4_{(1)}$	$4_{(2)}$
width(mm)	10.4	8.15	8.15	6.32	6.32	4.78	4.78
length(mm)	20.2	14.7	13.5	9.9	9.6	6.3	5.8
height(mm)	0.508	0.707	0.508	0.643	0.508	0.588	0.508
$f_1 = 9.12\text{GHz}$	0.2						
$f_2 = 11.25\text{GHz}$	0.85	0.25	0.2				
$f_3 = 14.22\text{GHz}$			0.85	0.25	0.2		
$f_4 = 18.27\text{GHz}$					0.85	0.25	0.2

圖4-4：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表。

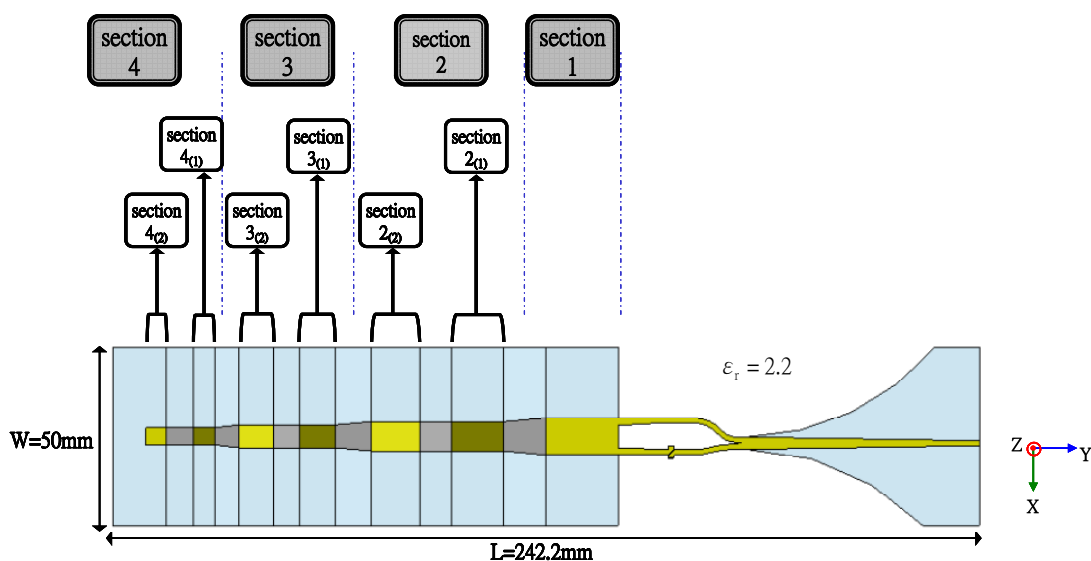


圖4-5：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之示意圖。

因為設定殘餘能量比例為  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$ ，所以第  $i$  段微帶天線中，section  $i_{(2)}$  差不多輻射約  $(1-r_b) \times 100\%$  的能量，第  $(i+1)$  段微帶天線中，在 section  $(i+1)_{(1)}$  差不多輻射約  $((1-(1-r_b)) \times (1-r_c)) \times 100\%$  的能量，在 section  $(i+1)_{(2)}$  差不多輻射約  $((1-(1-r_b)) - ((1-(1-r_b)) \times (1-r_c))) \times (1-r_a) \times 100\%$  的能量， $i \geq 1$ 。設定  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.85$ 、 $r_c = 0.25$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$ ，則第  $i$  段微帶天線中，section  $i_{(2)}$  差不多輻射約 15% 的能量，第  $(i+1)$  段微帶天線中，在 section  $(i+1)_{(1)}$  差不多輻射約 63.75% 的能量，在 section  $(i+1)_{(2)}$  差不多輻射約 17% 的能量， $i \geq 1$ 。在第  $i$  段微帶天線中之 section  $i_{(2)}$  和第  $(i+1)$  段微帶天線中之 section  $(i+1)_{(1)}$  與 section  $(i+1)_{(2)}$  幾乎輻射約 95.75% 的能量。圖 4-6 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之反射損失 ( $S_{11}$ ) 模擬圖。圖 4-7 為低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之輻射場型。低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計能大幅降低旁波瓣，縮短天線總長度且能將能量洩漏的更完



全，又因為設定  $\beta/\kappa_0$  之值，將主波束的角度固定。且設定殘餘能量比例  $r_a=0.2$ 、 $r_b=0.85$ 、 $r_c=0.25$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0}=0.4$  時發現，在第  $i$  段微帶天線中之 section  $i_{(2)}$  和第  $(i+1)$  段微帶天線中之 section  $(i+1)_{(1)}$  與 section  $(i+1)_{(2)}$  的輻射能量比例約為 1:4:1，可修飾主波束的輻射場型，所以此方法即可降低寬頻緩變洩漏波天線的旁波瓣。

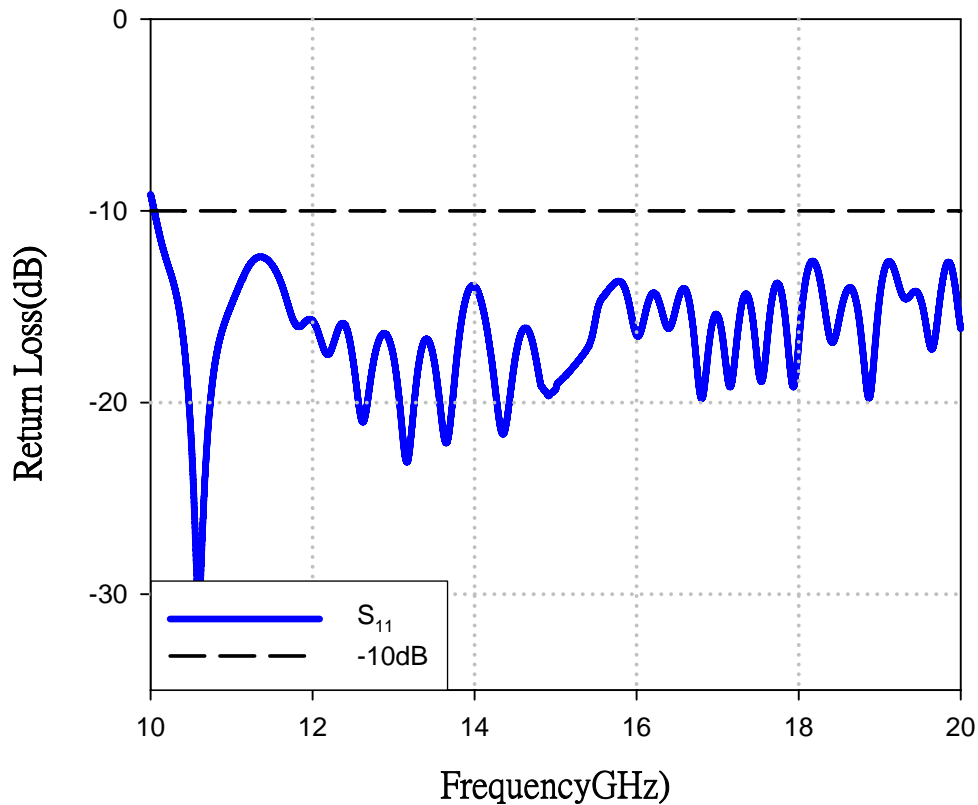


圖4-6：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線之反射損失( $S_{11}$ )模擬圖。

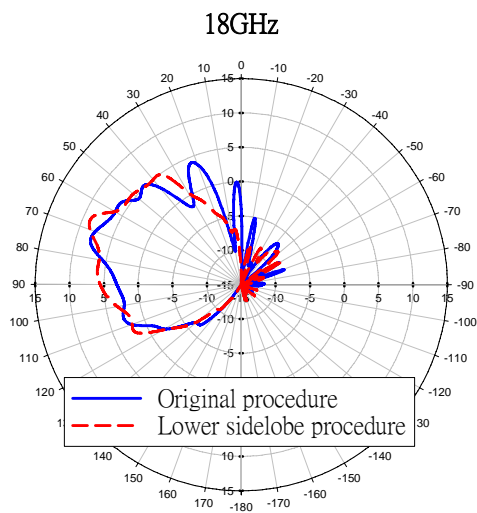
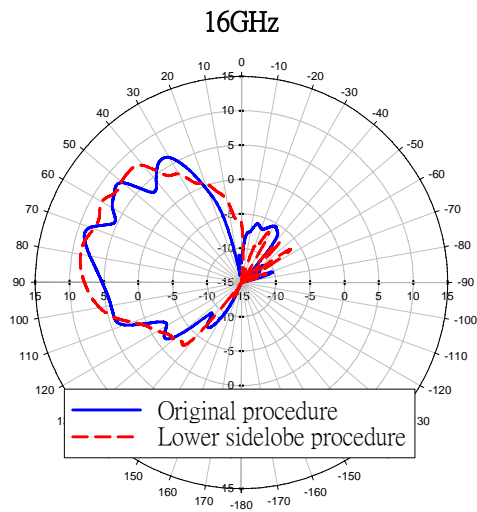
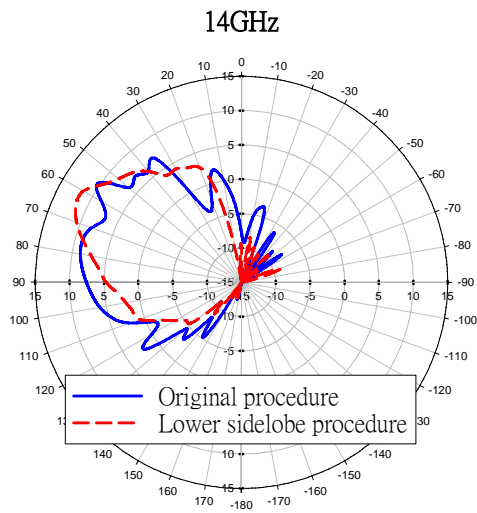


圖4-7：低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線H-plane(y-z plane)之輻射場型。  
 (a)14GHz (b)16GHz (c)18GHz

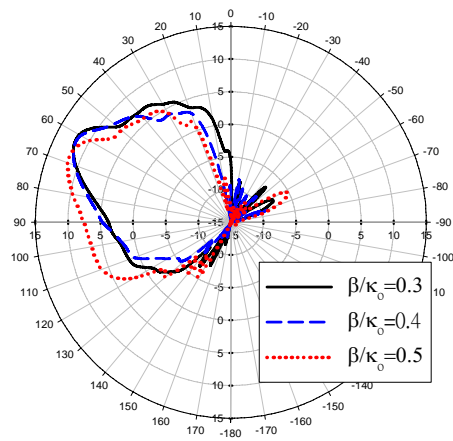
設定  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.85$ 、 $r_c = 0.25$ 。圖 4-8 為不同  $\beta/\kappa_0$  之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表。圖 4-9 為不同  $\beta/\kappa_0$  之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線的輻射場型。不論是  $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.3$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$  或  $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.5$ ，皆可降低旁波瓣，但不同的  $\beta/\kappa_0$  是會影響主波束的輻射場型。

section	1	2		3		4		
$\epsilon_r = 2.2$		2 <sub>(1)</sub>	2 <sub>(2)</sub>	3 <sub>(1)</sub>	3 <sub>(2)</sub>	4 <sub>(1)</sub>	4 <sub>(2)</sub>	
width(mm)	10.4	8.15	8.15	6.32	6.32	4.78	4.78	
$\beta/\kappa_0 = 0.3$	length(mm)	20.2	12.8	13.5	8.5	9.6	5.3	5.8
	height(mm)	0.508	0.566	0.508	0.522	0.508	0.482	0.508
$\beta/\kappa_0 = 0.4$	length(mm)	20.2	14.7	13.5	9.9	9.6	6.3	5.8
	height(mm)	0.508	0.707	0.508	0.643	0.508	0.588	0.508
$\beta/\kappa_0 = 0.5$	length(mm)	20.2	15.9	13.5	10.9	9.6	7.1	5.8
	height(mm)	0.508	0.884	0.508	0.789	0.508	0.709	0.508
$f_1 = 9.12\text{GHz}$	0.2							
$f_2 = 11.25\text{GHz}$	0.85	0.25	0.2					
$f_3 = 14.22\text{GHz}$			0.85	0.25	0.2			
$f_4 = 18.27\text{GHz}$					0.85	0.25	0.2	

圖4-8: 不同  $\beta/\kappa_0$  之低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的設計範例之尺寸表。

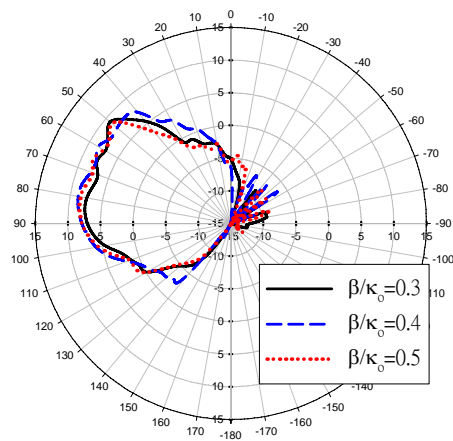
$$r_a = 0.2 \text{、} r_b = 0.85 \text{、} r_c = 0.25$$

Lower sidelobe procedure  
14GHz



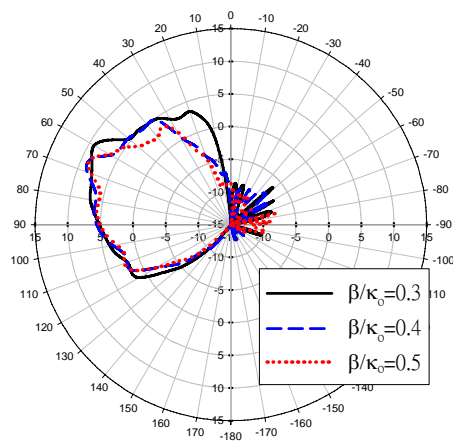
(a)

Lower sidelobe procedure  
16GHz



(b)

Lower sidelobe procedure  
18GHz



(c)

圖4-9: 不同  $\beta/\kappa_0$  之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線H-plane之輻射場型。

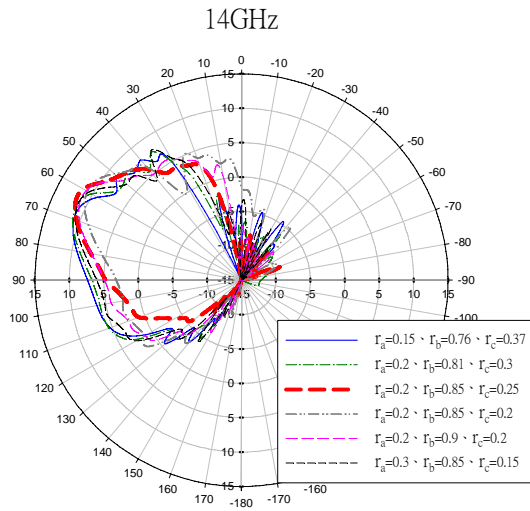
(a)14GHz (b)16GHz (c)18GHz

設定  $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$ ，取不同的  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  之值。圖 4-11 為不同  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  之低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線的輻射場型。不同的  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  之值是影響每一段微帶天線輻射的能量分布。其中當  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.85$ 、 $r_c = 0.25$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$  時，會有較佳的輻射場型。寬頻緩變微帶天線的每一段微帶天線之正規化特性曲線的輻射區，由低頻至高頻都能使輻射區部分重疊，不同的  $r_a$ 、 $r_b$  之值會造成不同的  $f_i$ ， $i \geq 2$ ，且使輻射區重疊的部份不同，不同的  $\alpha/\kappa_0$  與  $\beta/\kappa_0$  值，所以會造成不同的輻射場形。低旁波瓣寬頻緩變洩漏波天線調整  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  之值，將可以降低旁波瓣，但不是任何  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  的組合皆可降低旁波瓣。圖 4-10 為殘餘能量比例表。所以設定殘餘能量比例  $r_a = 0.2$ 、 $r_b = 0.85$ 、 $r_c = 0.25$ 、 $\frac{\beta}{\kappa_0} = 0.4$  時發現，在第  $i$  段微帶天線中之 section  $i_{(2)}$  和第  $(i+1)$  段微帶天線中之 section  $(i+1)_{(1)}$  與 section  $(i+1)_{(2)}$  的輻射能量比例約為 1:4:1，有較佳的輻射場形。

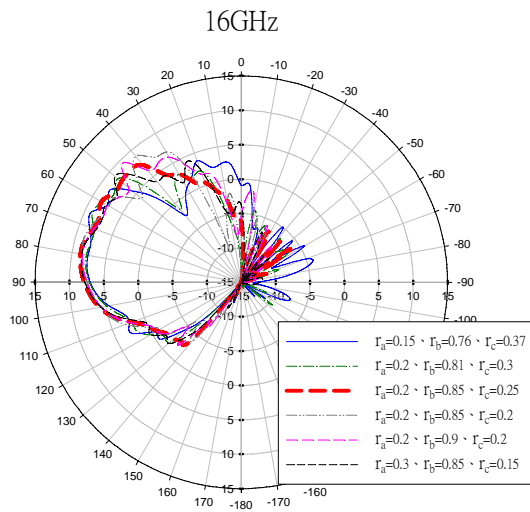


殘餘能量比例	能量比( section $i_{(2)}$ : section $(i+1)_{(1)}$ : section $(i+1)_{(2)}$ )
$r_a=0.15$ 、 $r_b=0.76$ 、 $r_c=0.37$	1.004 : 2.003 : 1
$r_a=0.2$ 、 $r_b=0.81$ 、 $r_c=0.3$	1 : 2.98 : 1.02
$r_a=0.2$ 、 $r_b=0.85$ 、 $r_c=0.25$	1 : 4.25 : 1.13
$r_a=0.2$ 、 $r_b=0.85$ 、 $r_c=0.2$	1.1 : 5 : 1
$r_a=0.2$ 、 $r_b=0.9$ 、 $r_c=0.2$	1 : 7.2 : 1.4
$r_a=0.3$ 、 $r_b=0.85$ 、 $r_c=0.15$	1.68 : 8.095 : 1

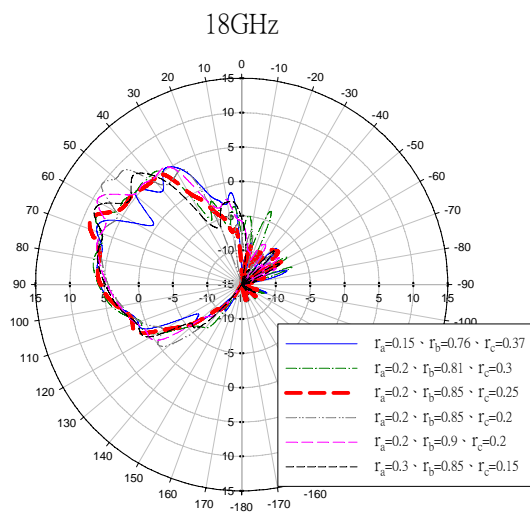
圖4-10：殘餘能量比例表。



(a)



(b)



(c)

圖4-11:不同  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  之低旁波束寬頻緩變洩漏波天線H-plane之輻射場型。

(a)14GHz (b)16GHz (c)18GHz

## 第五章 結 論

### (Conclusion)

洩漏波天線的輻射頻寬主要通常會被板材的介電常數 $\epsilon_r$ 和饋入結構所限制。本論文為寬頻緩變洩漏波微帶天線，所以必須使用一寬頻饋入結構激發第一高階模。因為實作上的限制，所以本論文設計操作頻率為 10~40GHz 寬頻緩變洩漏波微帶天線。

為了降低天線旁波瓣，提出一演算法，因為必須控制天線板材之厚度，但會造成天線實作上的困難。

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，且因頻率愈高，鉚釘(via)的影響愈大等無法消除的因素，所以對天線的量測結果有極大的影響。



## 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, pp. 57-60, 1986.
- [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. 8<sup>th</sup> Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 335-338, 1995.
- [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.*, pp. 625-628, June 2000.
- [9] T. L. Chen and Y. D. Lin, "Aperture-coupled microstrip second higher order leaky-mode antenna," in *Proc. 14<sup>th</sup> Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1060-1063, 2001.



- [10] Wanchu Hong, Tai-Lee Chen, Chi-Yang Chang, Sheen, J.-W. and Yu-De Lin  
“Broadband tapered microstrip leaky-wave antenna,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. 51, pp.1922-1928, Aug. 2003.
- [11] J. L. Gómez, A. de la Torre, D. Cañete, M. Gugliemi, and A. A. Melcón,  
“Design of tapered leaky-wave antennas in hybrid waveguide-planar  
technology for millimeter waveband applications,” *IEEE Trans. Antennas  
Propagat.*, vol. 53, no. 8, Aug. 2005.

