

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

蕈狀結構於複合左右手洩漏波天線的應用

**Mushroom Structure for Composite Right/left  
Handed Leaky Wave Antenna Applications**

研究生：鄭漢維 (Han-Wei Jheng)

指導教授：林育德 博士 (Dr. Yu-De Lin)

中華民國九十九年八月

蕈狀結構於複合左右手洩漏波天線的應用

Mushroom Structure for Composite Right/left Handed Leaky  
Wave Antenna Applications

研 究 生：鄭漢維

Student : Han-Wei Jheng

指 導 教 授：林育德 博士

Advisor : Dr. Yu-De Lin

國 立 交 通 大 學

電 信 工 程 研 究 所

碩 士 論 文

A Thesis

Submitted to Institute 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

August 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年八月

# 蕈狀結構於複合左右手洩漏波天線的應用

學生：鄭漢維

指導教授：林育德 博士

國立交通大學電信工程研究碩士班

## 摘要

傳統洩漏波天線，需要較複雜的饋入電路以激發高階模，只能前向掃描。而複合左右手(composite right/left handed, CRLH)洩漏波天線具有從後向到前向掃描能力，而且只需簡單和有效的饋入結構。

蕈狀結構有很多獨特的電磁特性，也可被用作一種二維的複合式左右手結構超材料(metamaterials)。在本論文中，利用特徵模態(eigenmode)分析蕈狀(mushroom)結構的色散圖，並觀察各模態的電場和磁場，確定結構的特性。由色散圖得到可輻射的頻率範圍，並建立等效電路。然而使用特徵模態解出的第一個模態，是不會存在背向的洩漏波，和等效電路預測的不同，我們會透過量測，驗證哪一個才是正確。

先利用單一微帶線去饋入蕈狀結構之複合左右手洩漏波天線，但天線在左手洩漏波區時，增益比較低，所以利用一分二的功率分波器，去饋入天線。頻寬從5.6GHz到9.35GHz，增益在頻段內都有達到10dBi以上，掃描角度為-51度順時針轉到69度。而由遠場量測得到的主波束輻射角，來推得相位常數 $\beta$ 。

# **Mushroom Structure for Composite Right/left Handed Leaky Wave Antenna Applications**

Student : Han-Wei Jheng

Advisor : Dr. Yu-De Lin

Institute of Communication Engineering  
National Chiao Tung University

## **Abstract**

Typically, the leaky wave antenna is fed by a complex feeding structure to excite the higher order mode and it exhibits forward angle scanning characteristic. The composite right/left handed (CRLH) leaky wave antenna exhibits continuous backward-to-forward angle scanning characteristic and the broadside radiation capability. Moreover, it can be fed by a very simple and efficient (small and broadband) feeding structure.

Mushroom structure exhibits unique electromagnetic properties, and it can be used for one kind of the 2-dimensional metamaterials. In the thesis, we use the eigenmode to analysis the dispersion diagram of the mushroom structure and we observe the electric field and magnetic field of each mode to understand characteristics of the mushroom structure. We acquire the radiation region from the dispersion diagram, and the mushroom structure can be represented by an equivalent circuit model. One of the mode solved by eigenmode method shows that this structure is unable to exhibit backward leaky wave; the circuit model constructed, however, predicts that the structure should be able to support backward leaky wave. We verified this contradiction by measuring the actual structure.

First, we use single microstrip line to feed the composite right/left handed leaky

wave antenna composed by the mushroom structure. However, the antenna gain is lower in the left-handed leaky wave region than in the right-handed leaky wave region. Thus, we use a 2-way power divider to feed the antenna. The bandwidth of the antenna fed by 2-way divider is from 5.6 GHz to 9.35 GHz, and the angle of radiation rotates clockwise from -51 to 69 degree. The antenna gain is over 10 dBi within the bandwidth. In addition, we acquire the angle of radiation of the main beam by far-field measurement, so we can calculate the phase constant  $\beta$ .



## 誌謝

首先要感謝 林育德博士在碩士生涯這兩年來的指導，給我一個優良的研究環境和設備。在每週都給予正確的方向和經驗上的指導，更教導我不論是做研究或做事上實事求是的態度。感謝 黃瑞彬博士在碩二這一年中，在週期性結構上以及電磁理論方面給我的指導，讓我能夠在這領域，可以窺知一二。

非常感謝已畢業烈全學長的教導，使得研究得以順利的完成。感謝已畢業的信良、侑賢和仁佑學長，在碩一給我的指導，學到很多，使得論文可以如期完成。還有健候和曉晴，平常互相幫助對方。感謝光子晶體實驗室的正元、文禮、岳霖、超舜學長，在碩二時，給予很多研究上的建議，而宏麒、子淵、政皓和聖傑，平常的討論，讓我進步很多。還有其他電波組同學，佳聲和耿賢等，在此一併感謝。也感謝碩一的學弟，有了他們才使得碩士生活變得更加多采多姿。並感謝助理薔芸小姐，平常真的給予很大的幫忙。

最後要感謝最支持我的家人，親愛的爸爸、媽媽、姊姊，謝謝你們無條件的支持，讓我能夠順利完成我的學業。



# 目錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iv
目錄.....	v
圖錄.....	vi
表錄.....	ix
第一章 序論.....	1
1.1 動機與目的.....	1
1.2 章節大綱.....	2
第二章 超材料簡介以及複合左右手傳輸線.....	3
2.1 超材料簡介.....	3
2.1.1 Smith 左手結構材料.....	4
2.1.2 傳輸線理論.....	5
2.1.3 平衡狀況下的複合左右手傳輸線.....	9
2.1.4 複合左右手傳輸線的實現.....	11
2.2 洩漏波天線.....	12
2.2.1 基本原理.....	12
2.2.2 複合左右手洩漏波天線.....	13
第三章 二維複合左右手傳輸線.....	15
3.1 二維複合左右手傳輸線特徵值.....	15
3.1.1 特徵值矩陣形式.....	16
3.1.2 二維複合左右手傳輸線色散關係.....	18
3.1.3 二維複合左右手傳輸線實現.....	20
3.2 二維複合左右手傳輸線特徵模態分析.....	21

第四章 葦狀結構之複合左右手洩漏波天線.....	27
4.1 使用單一微帶線饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線.....	27
4.1.1 天線的設計與模擬.....	27
4.1.2 遠場輻射場型的模擬.....	29
4.2 使用一分二功率分波器饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線...35	
4.2.1 饋入電路結構設計.....	35
4.2.2 天線的設計與量測.....	36
4.2.3 遠場輻射場型的模擬與量測.....	38
第五章 結論.....	47
參考文獻.....	48

## 圖錄

圖 2-1 電磁波在不同材料中的特性.....	3
圖 2-2 週期性細金屬棒陣列[1].....	4
圖 2-3 裂環共振器的結構[2].....	4
圖 2-4 Smith 左手材料結構[3].....	4
圖 2-5 右手傳輸線電路單元.....	5
圖 2-6 右手傳輸線的色散圖.....	5
圖 2-7 左手傳輸線電路單元.....	6
圖 2-8 左手傳輸線的色散圖.....	6
圖 2-9 複合左右手傳輸線電路單元.....	7
圖 2-10 複合左右手傳輸線的色散圖.....	9
圖 2-11 平衡的複合左右手傳輸線色散圖.....	10
圖 2-12 複合左右手傳輸線 (a)電路單元.....	11
(b)一維週期排列.....	11
圖 2-13 洩漏波原理.....	13



圖 2-14 平衡的複合左右手傳輸線色散圖(標示導波區與漏波區).....14

圖 2-15 複合左右手洩漏波天線輻射方向.....14

圖 3-1 二維週期性網路傳輸線的單元模型[7].....15

圖 3-2 二維複合左右手傳輸線單元結構模型[7].....16

圖 3-3 二維結構倒晶格圖.....18

圖 3-4 非平衡的二維複合左右手傳輸線色散圖.....19

圖 3-5 平衡的二維複合左右手傳輸線色散圖.....19

圖 3-6 葦狀結構之二維複合左右手傳輸線及等效電路示意圖[12].....20

圖 3-7 交指型二維複合左右手傳輸線結構示意圖[7].....20

圖 3-8 葦狀結構之二維複合左右手傳輸線的電路單元.....21

圖 3-9 主從邊界條件設定.....22

圖 3-10 特徵模態解得的二維複合左右手傳輸線色散圖.....22

圖3-11 模態1在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖.....23  
(b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖.....23

圖3-12 模態2在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖.....24  
(b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖.....24

圖3-13 模態3在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖.....24  
(b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖.....24

圖3-14 模態4在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖.....25  
(b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖.....25

圖 3-15 等效電路和特徵模態得到二維複合左右手傳輸線色散圖.....26

圖 4-1 單一微帶線饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線參數示意圖.....28

圖 4-2 天線之反射損耗(S11)模擬圖.....29

圖 4-3 yz平面遠場輻射場型 (a)5.6GHz(yz平面,theta極化).....30  
(b)6.0GHz(yz平面,theta極化).....30  
(c)6.8GHz(yz平面,theta極化).....31

	(d)7.9GHz(yz 平面, theta 極化).....	31
	(e)9.0GHz(yz 平面, theta 極化).....	32
圖 4-4	天線在 yz 平面遠場輻射場型(theta 極化).....	32
圖 4-5	電場在地純量分佈圖 (a)5.6GHz.....	33
	(b)6.8GHz.....	33
	(c)7.9GHz.....	34
圖 4-6	一分二的功率分波器結構與參數示意圖.....	35
圖 4-7	一分二功率分波器饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線參數示意圖..	36
圖 4-8	天線實作照片 (a)正面.....	37
	(b)反面.....	37
圖 4-9	天線量測與模擬之反射損耗(S11)比較圖.....	38
圖 4-10	yz 平面遠場輻射場型 (a)5.6GHz(yz 平面, theta 極化).....	39
	(b)6.0GHz(yz 平面, theta 極化).....	39
	(c)6.4GHz(yz 平面, theta 極化).....	40
	(d)7.0GHz(yz 平面, theta 極化).....	40
	(e)7.5GHz(yz 平面, theta 極化).....	41
	(f)7.9GHz(yz 平面, theta 極化).....	41
	(g)8.5GHz(yz 平面, theta 極化).....	42
	(h)9.0GHz(yz 平面, theta 極化).....	42
	(i)9.3GHz(yz 平面, theta 極化).....	43
圖4-11	天線在yz平面遠場輻射場型(theta極化).....	43
圖4-12	實驗值得到的色散圖中 $\Gamma$ -X 段.....	44
圖 4-13	電場在地純量分佈圖 (a)6.0GHz.....	45
	(b)7.0GHz.....	45
	(c)7.9GHz.....	46

## 表錄

表 3-1 電路單元的尺寸.....	21
表 4-1 單一微帶線饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線設計參數.....	28
表 4-2 一分二的功率分波器設計參數.....	35
表 4-3 一分二功率分波器饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線設計參數.....	36
表 4-4 天線在yz平面遠場輻射場型量測結果.....	44



# 第一章 序論

## (Introduction)

### 1.1 動機與目的

超材料(metamaterials)是在這20年來，在國際上研究出現的一個新興名詞，近年來經常出現在各類科學文獻裡。超材料是一種人造複合結構，它是將材料經過合成與製造技術而稱之，也因此超材料存在著很多一般自然界所沒有的超常電磁特性。而超材料所產生的性質，往往決定於其人工結構，而非構成材料的本質特性。由於製程技術的發達，以人工設計的超材料科技正迅速地開啟了許多嶄新的科學與技術研究方向。目前廣泛研究的超材料有左手材料、複合左右手(compositeright/left-handed, CRLH)傳輸線、光子晶體、超磁性材料等，都有不同以往的電磁特性。而由於超材料特殊性質，在高指向性天線、完美透鏡、微波電路縮小化、電磁吸收材料、隱型材料等都有著極大的發展潛力。

而超材料的出現與一種被稱為左手材料息息相關，狹義的超材料往往是指這類材料。左手材料是一類在一定頻段下同時具有負導磁係數 $\mu$ 與負介電係數 $\epsilon$ 的材料，Pendry發現可以運用週期性排列的細金屬棒(rod)與裂環共振器(split-ring resonator, SRR)分別來產生負值的介電係數與導磁係數[1][2]，所以D. R. Smith等人將週期性金屬細線元件與SRR陣列來創造出介電係數、導磁係數皆為負值之左手傳播特性[3]。而另外一種實現方法是複合左右手傳輸線，T. Itoh等人以傳輸線理論角度提出人造電路結構實現具有左手材料特性的電路，在微帶線上利用串聯電容與並聯電感來實現 $\epsilon < 0$ 與 $\mu < 0$  [4]。當電磁波在此種結構傳播時，由於 $\mu$ 與 $\epsilon$ 會有自左手(left-handed, LH)區間(即 $\epsilon < 0$ 與 $\mu < 0$ )轉換到右手(right-handed, RH)區間(即 $\epsilon > 0$ 與 $\mu > 0$ )的特性，這種並不單純只存在左手區間的傳輸結構，稱作複合左右手傳輸線。由於傳輸線結構本身有損耗低的特點以及結構上的連續性，而且易於在印刷電路版製程上實現，所以由複合左右手傳輸線而開發高頻微波元件為相當熱門的領域。

由於複合左右手傳輸線在快波(fast wave)區時會洩漏能量的特性，並透過設計可以使左手區間到右手區間時沒有禁帶，可利用於隨頻率能連續變化的輻射主波束洩漏波(leaky wave)天線[5]，而不同於以往傳統洩漏波天線需要激發高階模式的複雜饋入電路，只需簡單的饋入電路即可。

在本論文中，選擇蕈狀(mushroom)結構作為二維的複合左右手傳輸線的電路單元(unit cell)，利用特徵模態(eigenmode)分析，得到結構的色散圖，並觀察其電磁場分佈，確定各模態(mode)的特性，並萃取出等效電路，而得到可輻射的頻率範圍，並透過設計，使得在左手區轉換到右手區沒有禁帶。再利用一分二功率分波器饋入蕈狀結構之複合左右手洩漏波天線，並由量測得到主波束輻射角，來推得相位常數，跟特徵模態及等效電路的分析，都非常一致。

## 1.2 章節大綱

本論文為五個章節，第二章介紹超材料，簡介超材料的發展歷史與應用及一維複合左右手傳輸線特性，第三章介紹二維複合左右手傳輸線電路單元以及蕈狀結構特徵模態分析，第四章介紹蕈狀結構之複合左右手傳輸線洩漏波天線設計與量測結果，第五章為結論。

## 第二章 超材料簡介以及複合左右手傳輸線

本章介紹超材料的發展歷史與應用及複合左右手傳輸線特性。

### 2.1 超材料簡介

超材料的出現與一種被稱為左手材料息息相關，狹義的超材料往往是指這類材料。在 1968 年，Veselago 研究介電係數與導磁係數同時為負值的左手材料中，電磁波的傳播特性[6]。30 多年後，由 D.R.Smith 等人，製造出世界一個人造左手材料，為科學領域開啟了新的研究空間[3]。

圖2.1是電磁波在不同電磁特性的材料中，傳播的特性。左手材料由於 $\epsilon$ 和 $\mu$ 皆為負值，所以折射係數(refractive index,  $n$ )為負值，如果入射到此類材料，折射波方向與入射波的方向在法線同側。新的特性還有：

1. 群速度(group velocity)與Poynting向量同向，但與相速度(phase velocity)相反
2. 特徵阻抗為正值

由於不再像傳統 $\epsilon > 0$ 與 $\mu > 0$ 的材料符合右手定則，反倒是遵守左手定則， $\epsilon < 0$ 與 $\mu < 0$ 的材料被稱作左手材料(left-handed material)。

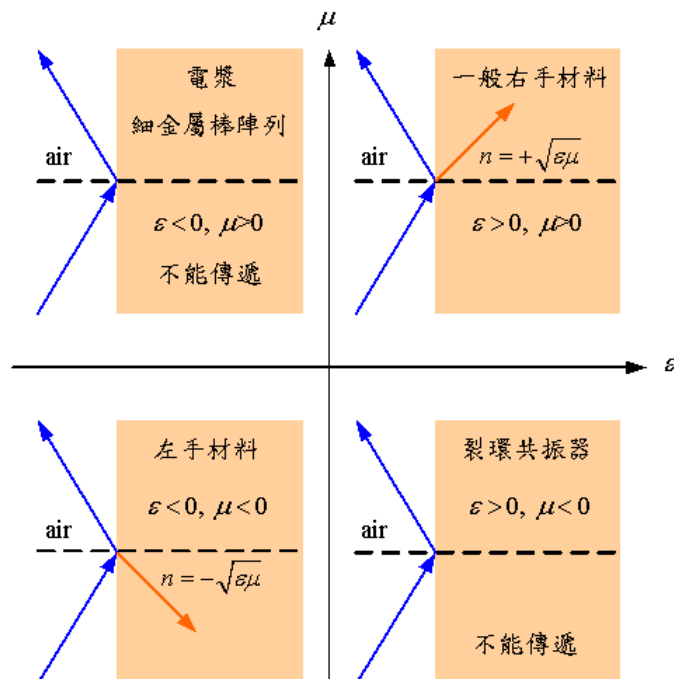


圖2-1 電磁波在不同材料中的特性



### 2.1.1 Smith結構左手材料

Pendry等人透過週期性細金屬棒陣列(圖2-2)，實現 $\epsilon < 0$ 的材料[1]，又以裂環共振器的結構(圖2-3)，來實現 $\mu < 0$ 的材料[2]。有了 $\epsilon < 0$ 和 $\mu < 0$ 的產生方法，D. R. Smith等人將細金屬棒以很近的距離放置裂環共振器並將其週期排列(圖2-4)，並使兩者構成人造材料等效 $\epsilon$ 和等效 $\mu$ 為負值的頻率範圍，為局部重合，成功的在重合頻段製造出世界第一個左手材料[3]。

但這類的左手材料通常指在諧振頻率作用，頻帶窄和損耗大的缺點，所以由T. Itoh等人提出用傳輸線理論實現左手材料，達成寬頻的效果[4]。

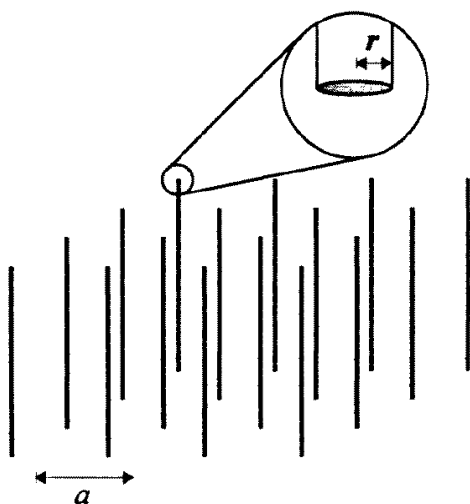


圖2-2 週期性細金屬棒陣列[1]

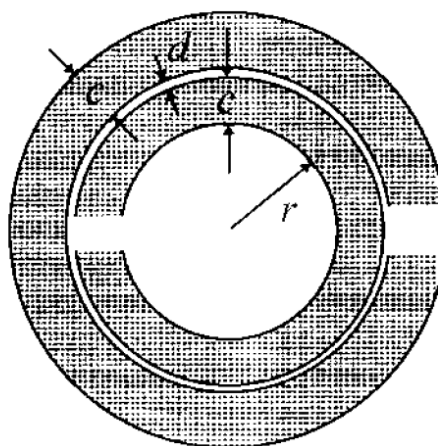


圖2-3 裂環共振器的結構[2]

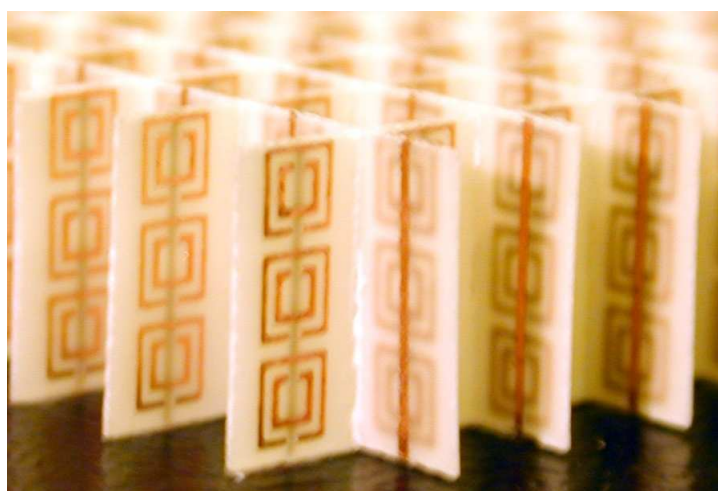


圖2-4 Smith左手材料結構[3]

## 2.1.2 傳輸線理論[7]

對於電磁理論上的一般傳輸線，如圖2-5所示，電路單元模型為串聯電感  $L_R$ ，再並聯電容  $C_R$ ，

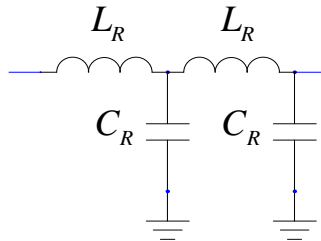


圖2-5 右手傳輸線電路單元

其傳播常數  $\gamma$  為

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (2-1)$$

實部  $\alpha$  為衰減常數(attenuation constant)，虛數  $\beta$  為相位常數(phase constant)，而  $Z$  是單位長度阻抗和  $Y$  是單位長度的導納(admittance)。假設為非損耗的傳輸線 ( $R=0$ ， $G=0$ )，則  $\alpha$  為零，而  $\beta$  為

$$\beta = \omega \sqrt{L_R C_R} \quad (2-2)$$

其值是正的且隨頻率做線性增加，而色散圖如圖2-6。

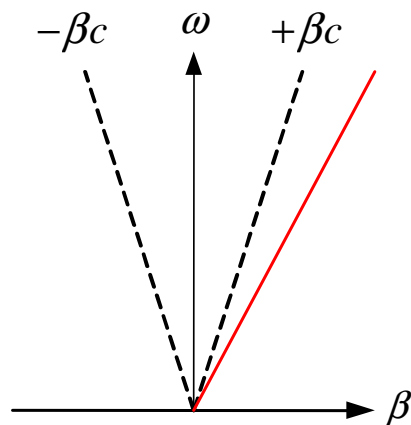


圖2-6 右手傳輸線的色散圖

另外，相速度  $v_p$  和群速度  $v_g$  為



$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2-3)$$

$$v_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (2-4)$$

在一般傳輸線中， $v_p = v_g$ 。

而左手傳輸線電路模型跟一般傳輸線剛好相反，如圖2-6所示，為串聯電容  $C_L$ ，再並聯電感  $L_L$ ，且為非損耗，

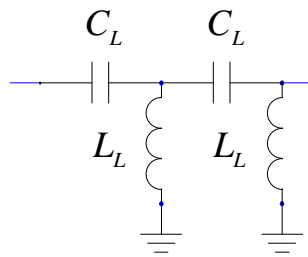


圖2-7 左手傳輸線電路單元

其傳播常數  $\gamma$  為

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = \sqrt{ZY} \quad (2-5)$$

$$\beta = -\frac{1}{\omega \sqrt{C_L L_L}} \quad (2-6)$$

其值是負的且隨頻率為非線性，而色散圖如圖2-8。

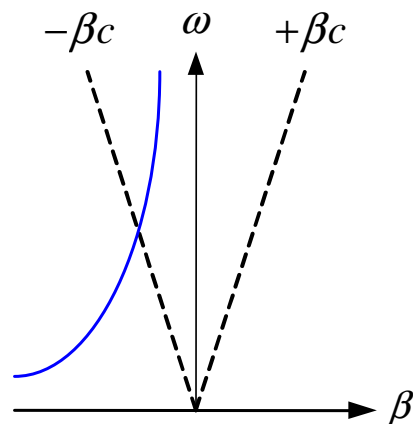


圖2-8 左手傳輸線的色散圖

另外，相速度  $v_p$  和群速度  $v_g$  為

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2 \sqrt{L_L C_L} \quad (2-7)$$

$$v_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = +\omega^2 \sqrt{L_L C_L} \quad (2-8)$$

在左手傳輸線中， $v_p$  和  $v_g$  方向相反。

然而，卻很難有純理論的左手傳輸線，實際上會有一些不可避免的右手寄生效應所產生的寄生串聯電感和寄生並聯電容，故只能設計出某個範圍內有左手特性的傳輸線-複合左右手傳輸線[4]。

複合左右手傳輸線的電路單元如圖2-7所示，為一個右手電感  $L_R$  串聯一個左手電容  $C_L$  以及並聯一個右手電容  $C_R$  及一個左手電感  $L_L$ ，

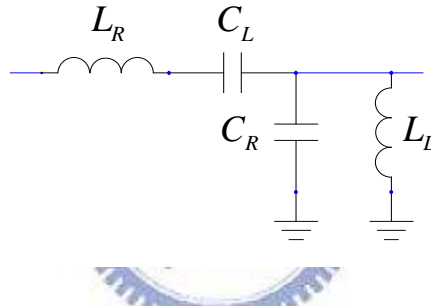


圖2-9 複合左右手傳輸線電路單元

其傳播常數  $\gamma$  為

$$\gamma = \alpha + j\beta = js(\omega) \sqrt{\left( \frac{\omega}{\omega_R} \right)^2 + \left( \frac{\omega_L}{\omega} \right)^2 - \left( \frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (2-9)$$

$$v_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = +\omega^2 \sqrt{L_L C_L} \quad (2-10)$$

式中：

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases}$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{C_R L_R}} \quad (2-11)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{C_L L_L}} \quad (2-12)$$

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{C_L L_R}} \quad (2-13)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \quad (2-14)$$

根據頻率可以分成以下幾種狀況討論：

(1) 當  $\omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh})$ ，有

$$\gamma = j \sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} = j\beta \quad (2-15)$$

而

$$\beta = \sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} > 0 \quad (2-16)$$

並且  $v_p > 0$ ， $v_g > 0$ ， $v_p$  和  $v_g$  方向相同，為右手傳輸線特性。

(2) 當  $\omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$ ，有

$$\gamma = -j \sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} = j\beta \quad (2-17)$$

而

$$\beta = -\sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} < 0 \quad (2-18)$$

並且  $v_p < 0$ ， $v_g > 0$ ， $v_p$  和  $v_g$  方向相反，為左手傳輸線特性，利用左手傳輸線的

性質，可以製作新型的微波元件。

(3) 當  $\max(\omega_{se}, \omega_{sh}) > \omega > \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$  時，有

$$\alpha = \sqrt{-\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}\right)\left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}\right)} \quad (2-19)$$

$$\beta = 0 \quad (2-20)$$

電磁波不能傳播，處於禁帶(stop-band)，這是複合左右手傳輸線獨有特性。綜合以上，複合左右手傳輸線的色散圖如圖2-10。

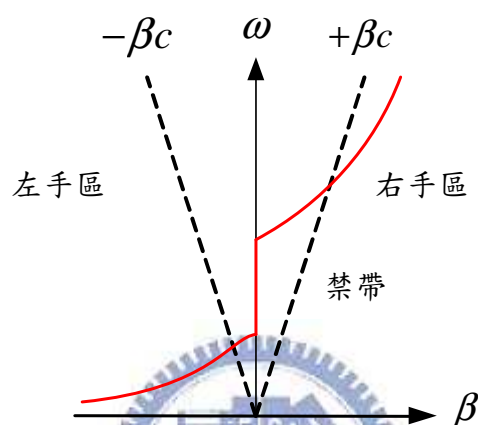


圖2-10 複合左右手傳輸線的色散圖

### 2.1.3 平衡情況下的複合左右手傳輸線

當  $C_R L_L = L_R C_L$ ，即  $\omega_{se} = \omega_{sh}$  時，複合左右手傳輸線的禁帶會消失，這種情況稱之為平衡 (balanced) 情況，則傳播常數為

$$\beta = \omega \sqrt{C_R L_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{C_L L_L}} = \frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_L}{\omega} \quad (2-21)$$

色散圖如2-11，而其根

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_L}} \quad (2-22)$$

為過渡頻率(transition frequency)，此時  $\beta$  為零。

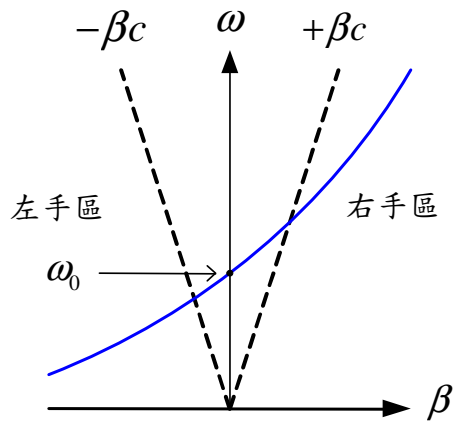


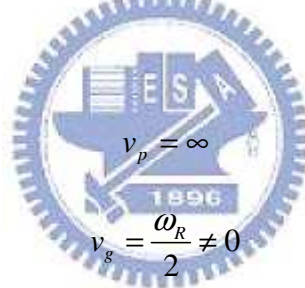
圖2-11 平衡的複合左右手傳輸線色散圖

平衡條件下， $v_p$  和  $v_g$  為

$$v_p = \frac{\omega^2 \omega_R}{\omega^2 - \omega_R \omega_L} \quad (2-23)$$

$$v_g = \frac{\omega^2 \omega_R}{\omega^2 + \omega_R \omega_L} \quad (2-24)$$

在  $\omega_0$  處， $v_p$  和  $v_g$  為



$$v_p = \infty \quad (2-25)$$

$$v_g = \frac{\omega_R}{2} \neq 0 \quad (2-26)$$

綜合以上所述平衡情況下，複合左右手傳輸線的色散圖如圖2-11，有許多優點，故應用上幾乎都用這類型傳輸線。

## 2.1.4 複合左右手傳輸線的實現

實現複合左右手傳輸線有兩種方法，第一種是透過集總元件(lump element)來進行合成，第二種是散佈式元件方法(distributed element)。集總元件模擬較快速和簡單，且可輕易得到的，不需要另外設計，但這些元件的應用卻有一定頻率範圍的限制，尤其是在高頻時的特性不理想，且電容值或是電感值是離散的，它並不能設計出特定的值。而另一種散佈式元件方法主要是透過微帶線(microstrip line)等來實現。相較於集總元件，分析和模擬較為不易，但在高頻時的性能較好，且它的設計比較具彈性，可以設計出需要的值。

交指電容  
(interdigital capacitor)

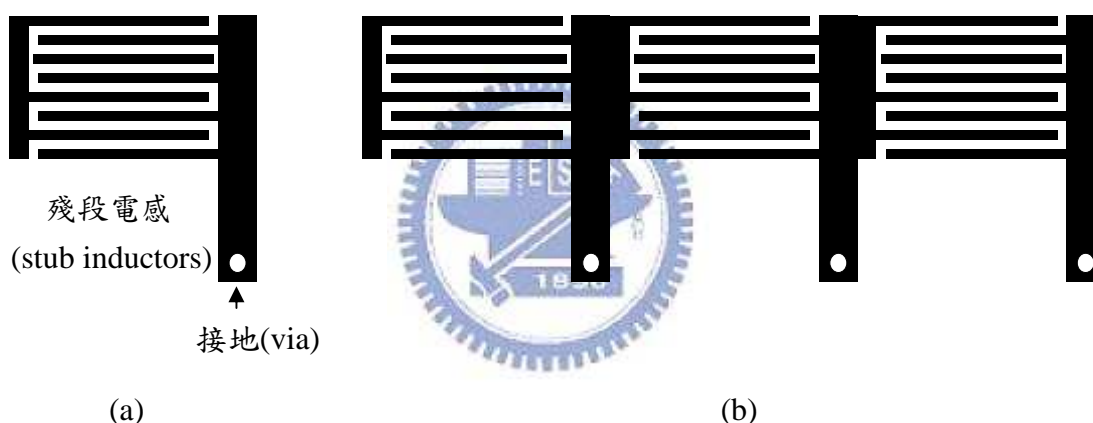


圖2-12 複合左右手傳輸線(a)電路單元 (b)一維週期排列

圖2-12為一個用來實現一維複合左右手傳輸線的例子，它的結構結合交指電容(interdigital capacitors)和接地的殘段電感(stub inductors)透過微帶線來實現。這個結構的電路單元就如同圖2-9的電路模組一樣，交指電容產生左手電容，而殘段電感是產生左手電感。當然此電路也具有右手效應。微帶線本身和地之間會產生右手電容，而在交指電容上的電流會造成磁場效應而產生右手電感。將這些效應綜合起來就成了複合左右手傳輸線的電路單元。把電路單元串在一起，便可實現成傳輸線，如圖2-12(b)。這個電路是由T. Itoh等人所設計，可成功實現出有左手材料性質之傳輸線[4]。而在頻率的特性則為，在低頻是左手特性，在高頻是右手特性。

## 2.2 洩漏波天線

洩漏波天線一般都是平面式的架構，屬於行波式 (traveling wave) 的天線，故它具有寬頻的特性。由於洩漏波天線的特殊模態，所以具有增益方向隨著頻率而改變 (frequency scanning) 和高增益等優點。

洩漏波天線首先由W. Menzel成功激發微帶線洩漏波天線，但他只有實驗數據卻沒有解釋其物理意義[8]。隨後由A. A. Oliner解釋微帶線洩漏波天線的物理意義。之後不同的平面式結構的高階模特性相繼被研究[9][10]。作為高階模之傳統洩漏波天線，具有高增益、寬頻、主波束隨頻率掃描、高輻射效率，且易於製作等優點，已被廣泛的研究。

### 2.2.1 基本原理

洩漏波原理如圖2-13所示，空間中洩漏波一般形式為

$$\psi(x, z) = \psi_0 e^{-\gamma z} e^{-jk_y y} = (e^{-j\beta z} e^{-\alpha z}) e^{-jk_y y} \quad (2-27)$$

沿波導z方向電磁波傳播常數為  $\gamma = \alpha + j\beta$ ，垂直於z方向的傳播常數

$$k_y = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (2-28)$$

式中： $k_0 = \omega/c_0$ ，如果  $\beta > k_0$ ，此時  $v_p > c_0$ ，稱為慢波 (slow wave)，且  $k_y$  為虛數，延y方向指數遞減；相反的，如果  $\beta < k_0$ ，此時  $v_p < c_0$ ，稱為快波 (fast wave)，且  $k_y$  為實數，延y方向傳播，不斷向外輻射。所以色散曲線  $\beta < k_0$  的區域稱為輻射區域 (Radiation Region)，若波導結構色散曲線有位於輻射區域，可用做洩漏波天線，其主波束輻射角為

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\beta}{k_0}\right) \quad (2-29)$$

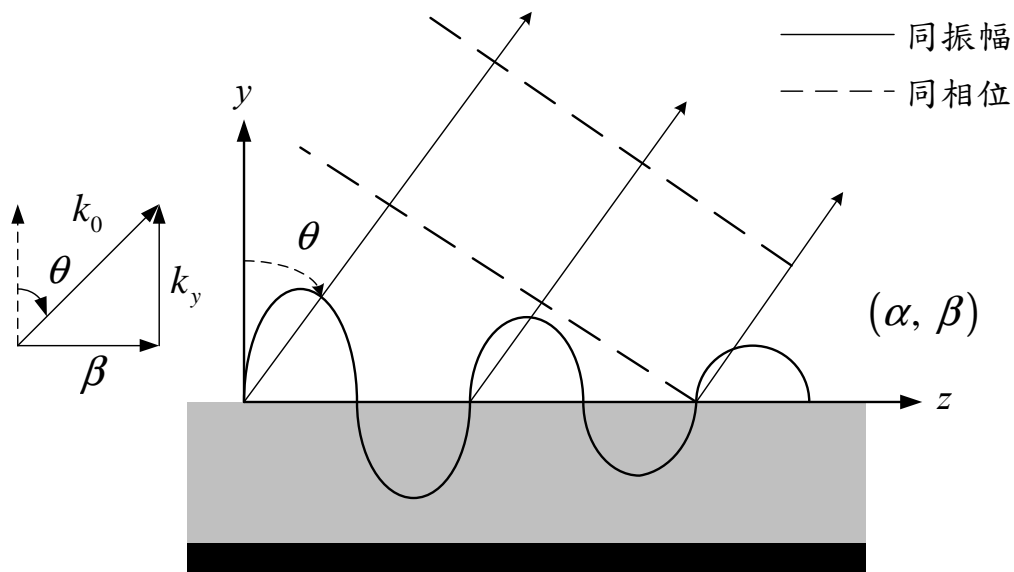


圖2-13 洩漏波原理

### 2.2.2 複合左右手洩漏波天線[7]

對於複合左右手傳輸線結構，其色散曲線有通過輻射區域，所以可用作洩漏波天平衡線[5]。在平衡狀況下的相位常數為

$$\beta = \omega \sqrt{C_R L_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{C_L L_L}} \quad (2-30)$$

其色散圖如圖2-14所示，分為四個不同區域：左手導波區域( $\beta < 0$  且  $|\beta| > k_0$ )、左手漏波區域( $\beta < 0$  且  $|\beta| < k_0$ )、右手漏波區域( $\beta > 0$  且  $\beta < k_0$ )、右手導波區域( $\beta > 0$  且  $\beta > k_0$ )。而如果複合左右手傳輸線為非平衡的，在左手漏波區域和右手漏波區域會存在禁帶，則無法作連續掃描，不利於在天線應用。

$$\beta = \omega \sqrt{C_R L_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{C_L L_L}} \quad (2-31)$$



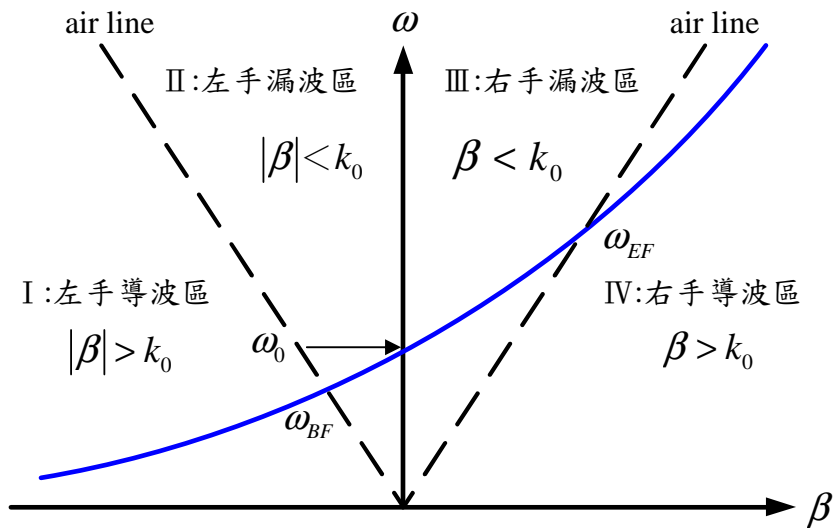


圖2-14 平衡的複合左右手傳輸線色散圖(標示導波區與漏波區)

由圖2-14和圖2-15所示，複合左右手洩漏波天線在II區時，由於 $\beta < 0$ 且 $|\beta| < k_0$ ，可向後輻射，而在III區，由於 $\beta > 0$ 且 $\beta < k_0$ ，向前輻射。當複合左右手洩漏波天線操作於過渡頻率 $\omega_0$ ，則輻射方向為垂向(broside)，因為在平衡複合左右手傳輸線 $\beta$ 為零時，群速度不為零。所以複合左右手洩漏波天線的主極化角度可隨頻率從後向(backfire)至前向(endfire)即-90度到90度的範圍內連續掃描，而傳統的洩漏波天線並不能向後輻射，因為其 $\beta$ 大於零。同時也不能垂向輻射，因為 $\beta$ 為零時，群速度也為零，無法傳遞能量。

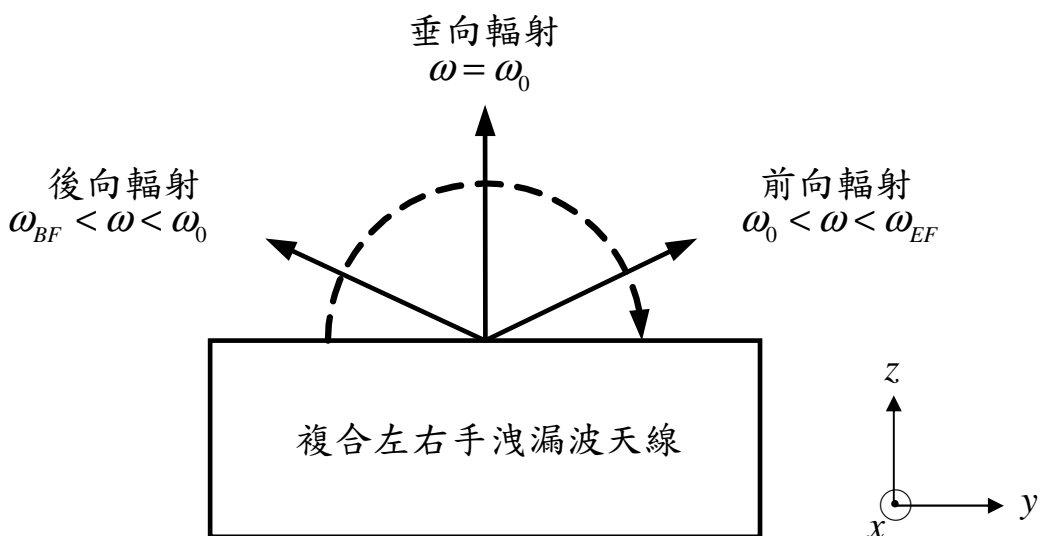


圖 2-15 複合左右手洩漏波天線輻射方向

### 第三章 二維複合左右手傳輸線

一維複合左右手傳輸線基本理論和特性已經在第二章介紹過，本章將介紹二維複合左右手傳輸線，並利用傳輸矩陣和週期性邊界條件，可解出其特徵值。

#### 3.1 二維複合左右手傳輸線的特徵值[7]

求解二維網路特徵值問題可獲得色散關係，圖 3-1 為通用二維週期性網路傳輸線單元模型，支路透過傳輸矩陣表示，其單元結構的輸出電壓、電流通過週期性的邊界條件與輸入電壓、電流聯繫一起。如果網路由理想的 LC 元件組成，則對應的相移分別為  $\phi_x = -k_x p$ 、 $\phi_y = -k_y p$ 。其傳播常數

$$\bar{\gamma} = \bar{\alpha} + j\bar{\beta} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y} \quad (3-1)$$

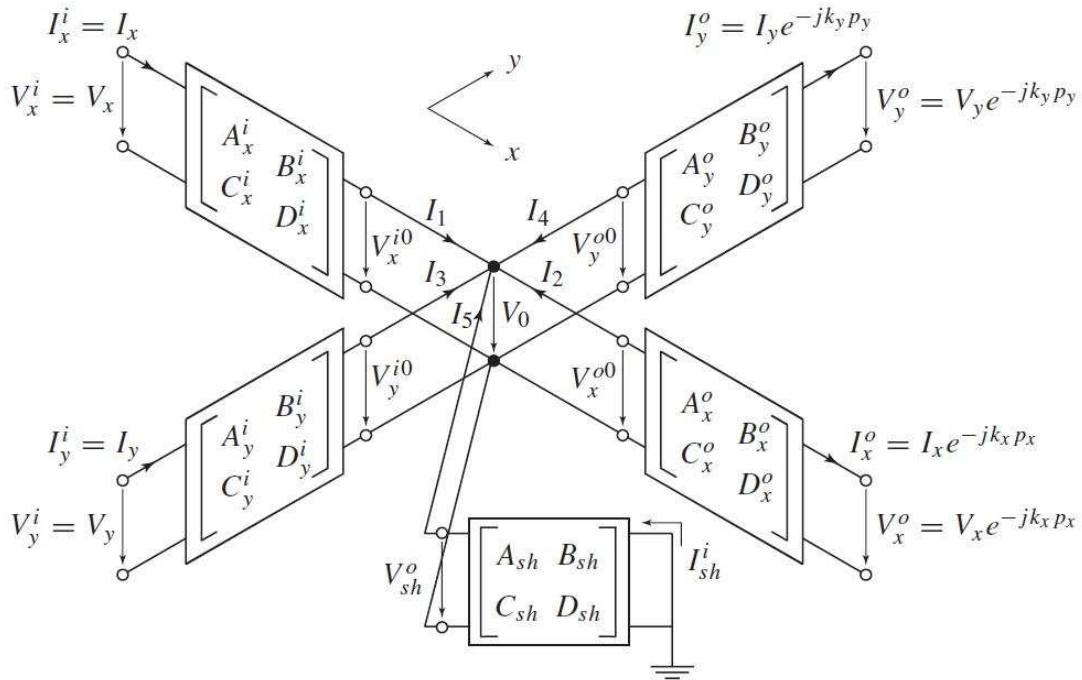


圖 3-1 二維週期性網路傳輸線的單元模型[7]

### 3.1.1 特徵值矩陣形式

對於二維複合左右手傳輸線電路單元結構如圖 3-2，四個分路阻抗為  $Z$  和導納為  $Y$  且各向同性(isotropic)， $k_x$  和  $k_y$  分別為  $x$  方向和  $y$  方向的相位常數， $p_x$  和  $p_y$  分別為  $x$  方向和  $y$  方向的週期，

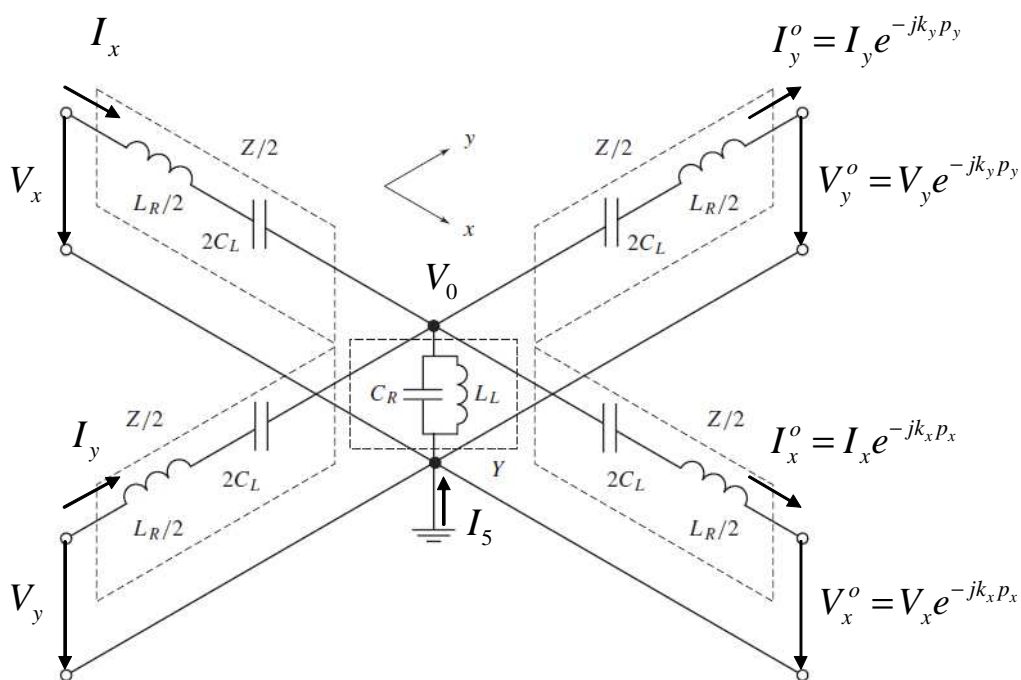


圖 3-2 二維複合左右手傳輸線單元結構模型[7]

其傳輸矩陣為

$$\left\{ \begin{array}{l} A_x^i = A_y^i = A_x^o = A_y^o = 1 \\ B_x^i = B_y^i = B_x^o = B_y^o = Z/2 \\ C_x^i = C_y^i = C_x^o = C_y^o = 0 \\ D_x^i = D_y^i = D_x^o = D_y^o = 1 \\ A_{sh} = 1 \\ B_{sh} = 0 \\ C_{sh} = Y \\ D_{sh} = 1 \end{array} \right. \quad (3-2)$$

中心節點  $V_0$  可以表示成

$$V_0 = V_x^{i0} = V_x - \frac{Z}{2} I_x \quad (3-3)$$

$$V_0 = V_y^{i0} = V_y - \frac{Z}{2} I_y \quad (3-4)$$

$$V_0 = V_x^{o0} = (V_x + \frac{Z}{2} I_x) e^{-jk_x p_x} \quad (3-5)$$

$$V_0 = V_y^{o0} = (V_y + \frac{Z}{2} I_y) e^{-jk_y p_y} \quad (3-6)$$

$$V_0 = V_{sh}^o = -\frac{I_{sh}^i}{Y} \quad (3-7)$$

而根據克西荷夫電流定律得

$$\sum_{k=1}^5 I_k = I_x + I_y - I_x e^{-jk_x p_x} - I_y e^{-jk_y p_y} + I_{sh}^i = 0 \quad (3-8)$$

可解得

$$\frac{(1 - e^{-jk_x p_x})^2}{e^{-jk_x p_x}} + \frac{(1 - e^{-jk_y p_y})^2}{e^{-jk_y p_y}} + \chi = 0 \quad (3-9)$$

也可表示為

$$\sin^2\left(\frac{k_x p_x}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{k_y p_y}{2}\right) - \frac{\chi}{4} = 0 \quad (3-10)$$

或是

$$2 - \cos\left(\frac{k_x p_x}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_y p_y}{2}\right) - \frac{\chi}{2} = 0 \quad (3-11)$$

式中

$$\chi = \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa\omega_L^2 \quad (3-12)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (3-13)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (3-14)$$

$$\kappa = L_R C_L + L_L C_R \quad (3-15)$$

### 3.1.2 二維複合左右手傳輸線色散關係

對於二維複合左右手傳輸線，基於其結構的對稱性，選擇正方晶格來描述 [7]。倒晶格(reciprocal lattice)如圖 3-3 所示， $p_x$  和  $p_y$  為週期， $b_1$  和  $b_2$  為在此平面的基底向量。可定出布里淵區 (Brillouin zone) 為  $-\pi < k_x p_x < +\pi$  和  $-\pi < k_y p_y < +\pi$ ，而由於布里淵區的對稱性，可在簡化成最簡布里淵區(irreducible Brillouin zone)，如圖 3-3 中的三角形區域。通常將最簡布里淵區劃分為  $\Gamma-X-M-\Gamma$  來計算。

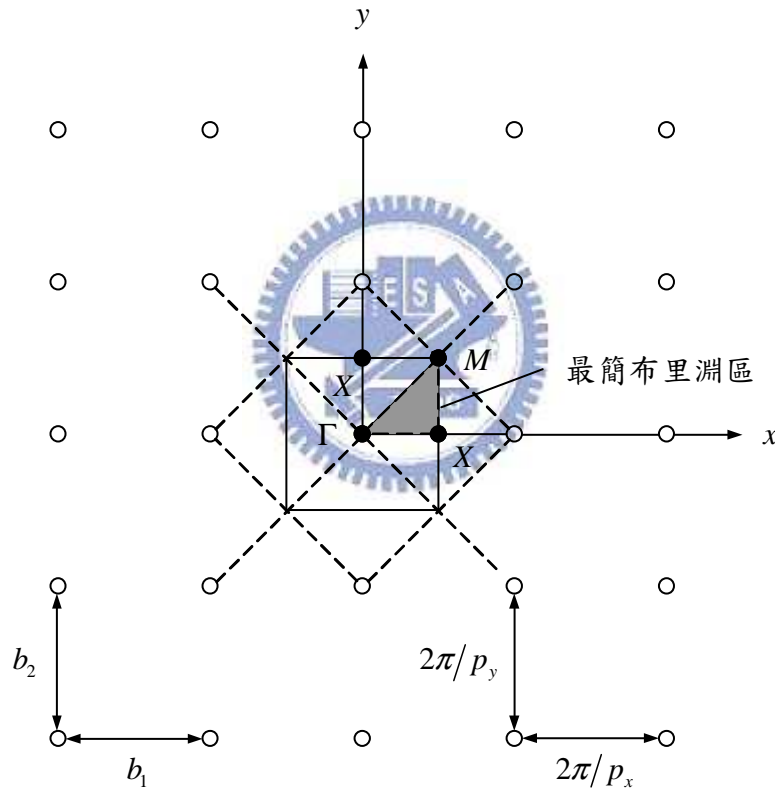


圖 3-3 二維結構倒晶格圖

由式(3-11)得  $k_x$  和  $k_y$

$$\Gamma - X \left( 0 < k_x p_x < \pi, k_y = 0 \right) : k_x = \frac{1}{p_x} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\mathcal{X}}{2} \right) \quad (3-16)$$

$$X - M \left( k_x p_x = \pi, 0 < k_y p_y < \pi \right) : k_y = \frac{1}{p_y} \cos^{-1} \left( 3 - \frac{\mathcal{X}}{2} \right) \quad (3-17)$$

$$M - \Gamma \left( 0 < k_u p_u < \pi, u = x, y \right) : k_u = \frac{1}{p_u} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{\mathcal{X}}{4} \right) \quad (3-18)$$

圖 3-4 為非平衡二維複合左右手傳輸線色散圖，可看出有禁帶。圖 3-5 為平衡二維複合左右手傳輸線色散圖，而二維複合左右手傳輸線在  $\Gamma-X$  段與一維複合左右手傳輸線類似。而由於二維複合左右手傳輸線較一維複合左右手傳輸線複雜，所以要達成平衡的條件較為困難。

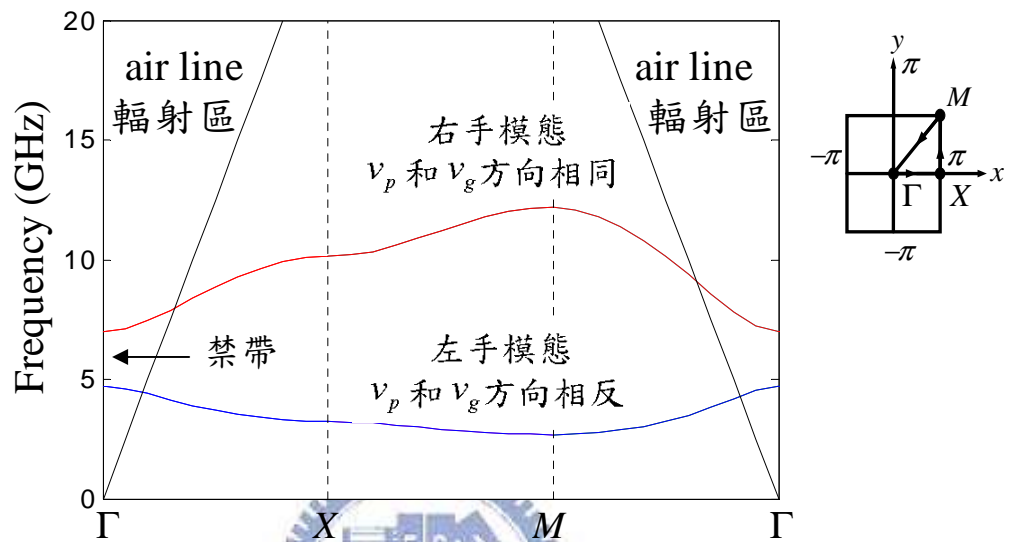


圖 3-4 非平衡的二維複合左右手傳輸線色散圖

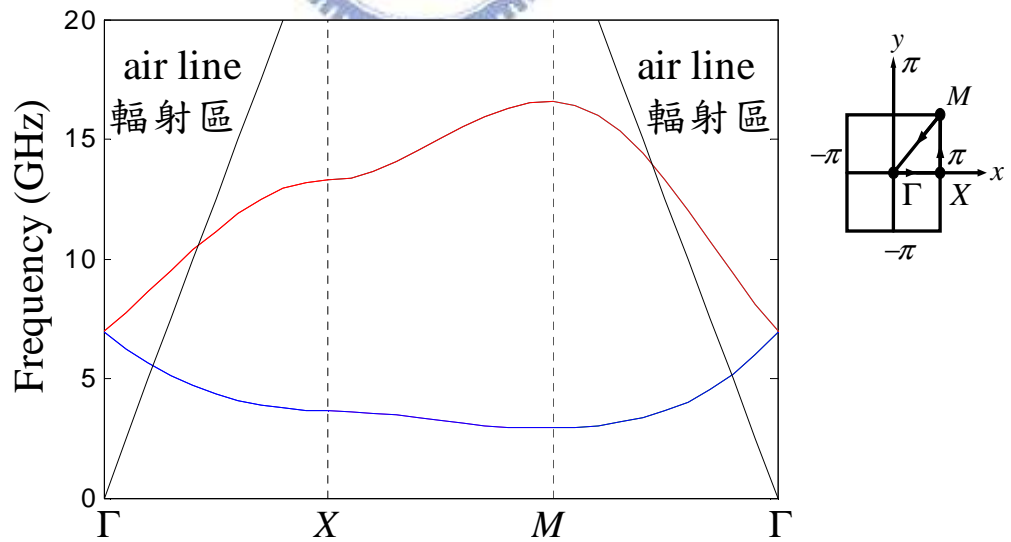


圖 3-5 平衡的二維複合左右手傳輸線色散圖

### 3.1.3 二維複合左右手傳輸線實現

二維複合左右手傳輸線實現有多方式，蕈狀結構(mushroom)二維複合左右手傳輸線如圖 3-6，該結構由 D.Sievenpiper 等人提出[11]，為利用金屬片之間邊緣耦合產生電容  $C_L$ ，而金屬片中間貫孔(via)產生電感  $L_L$ 。而交指型二維複合左右手傳輸線可視為一維複合左右手傳輸線結構擴展[7]，其示意圖如 3-7 所示，利用交指電容使  $C_L$  增加，增強其左手特性。

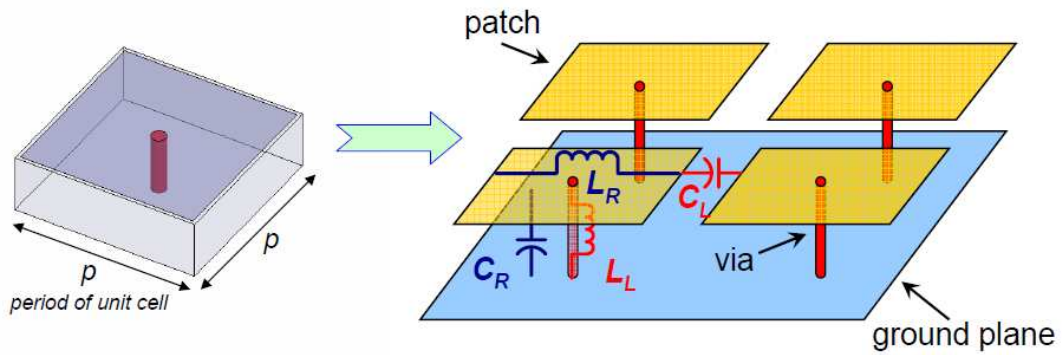


圖 3-6 蕈狀結構之二維複合左右手傳輸線及等效電路示意圖[12]

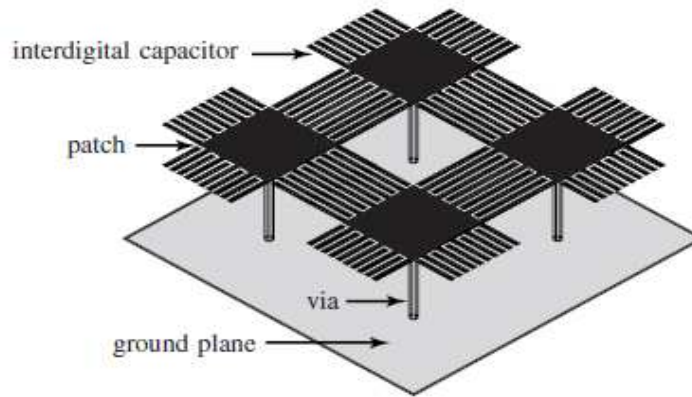


圖 3-7 交指型二維複合左右手傳輸線結構示意圖[7]



### 3.2 二維複合左右手傳輸線特徵模態分析

我們選用葦狀結構來當作二維複合左右手傳輸線的電路單元，圖 3-8 為電路單元參數示意圖，表 3-1 為參數的整理，使用板材為 RO4003， $\epsilon_r = 3.55$ 。

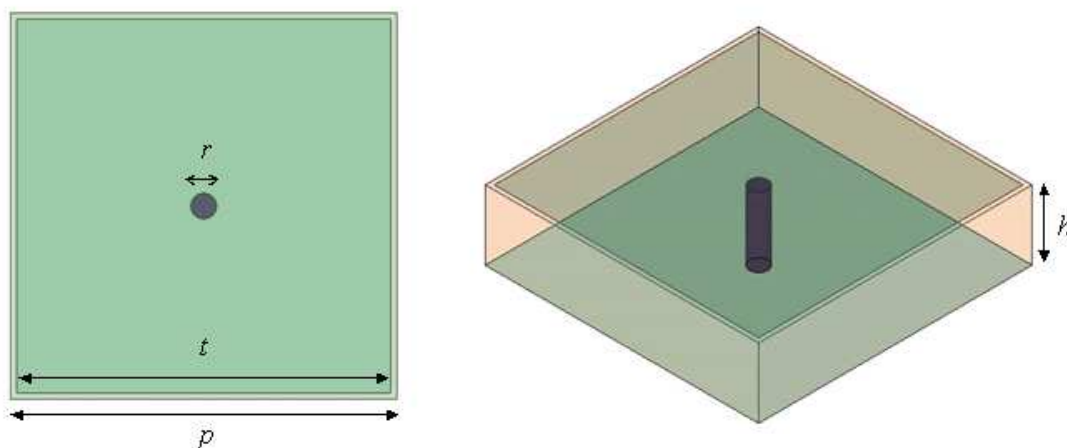


圖 3-8 葦狀結構之二維複合左右手傳輸線的電路單元

表 3-1 電路單元的尺寸

$r$	$t$	$p$	$h$
0.4mm	5.8mm	6.0mm	1.524mm

而為了得到完整的色散圖，需要用到特徵模態分析。如圖3-9所示，利用HFSS電磁模擬軟體，在xz平面和yz平面設定主從（master and slave）邊界條件，相對面之平面的相位差分別為 $\theta_x$ 、 $\theta_y$ ，+z方向設定完美匹配層(perfect matching layer, PML)，計算的模態(mode)設為5個，計算特徵頻率起始點為1GHz，所以由不同週期性邊界條件 $\theta_x$ 、 $\theta_y$ ，得到對應的多個模態之特徵頻率，可得到如圖3-10所示的二維複合左右手傳輸線色散圖。

由於結構的複雜，可以看出解出的頻率相當的混亂。由色散圖，只可確定模態1為右手和左手模態混合。而藉由特徵模態求得的電場和磁場，可更確定每一個模態特性。



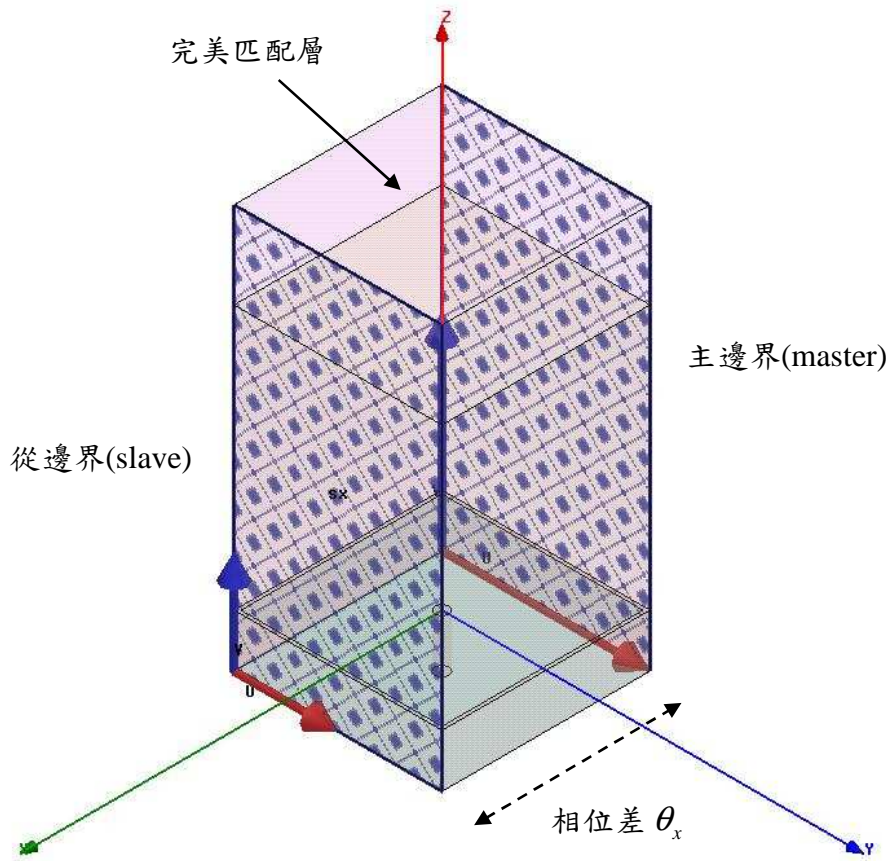


圖 3-9 主從邊界條件設定

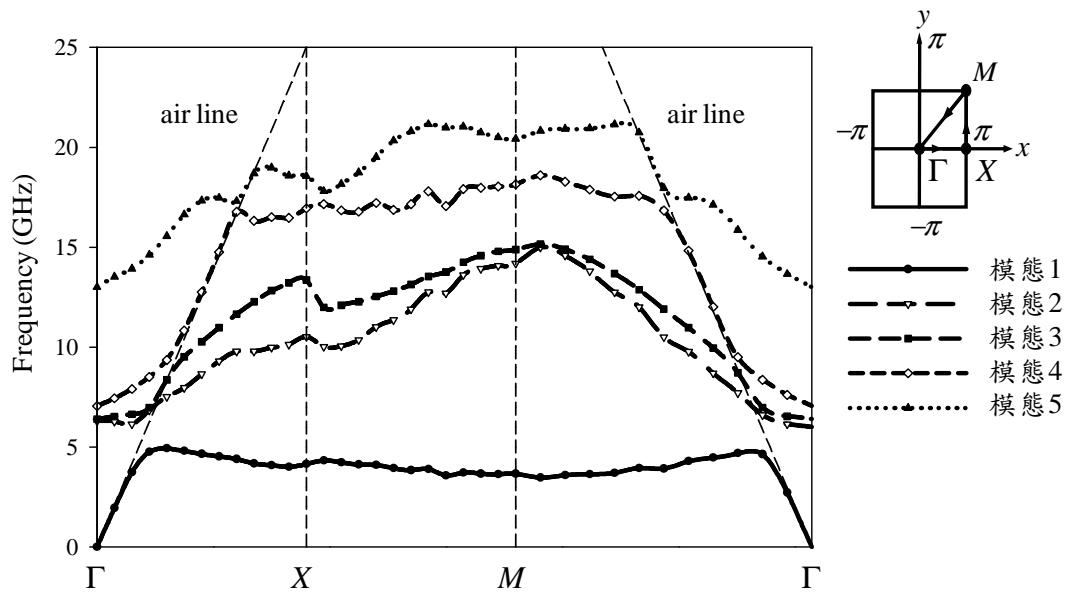


圖3-10 特徵模態解得的二維複合左右手傳輸線色散圖

選擇週期性邊界條件  $\theta_x=30^\circ$  且  $\theta_y=0^\circ$  以及  $\theta_x=75^\circ$  且  $\theta_y=0^\circ$ ，觀察模態 1 到模態 4 的電場和磁場。圖 3-11(a)和圖 3-11(b)為模態 1 電場和磁場在地向量分佈圖，雖然磁場有受到貫孔影響，可看出皆近似於 quasi-TEM 模(電場平行  $z$  軸、垂直  $x$  軸，磁場平行  $y$  軸、垂直  $x$  軸)。圖 3-12(a)和圖 3-12(b)為模態 2 的電場和磁場向量在地分佈圖，可看出在  $\theta_x=30^\circ$  時，為近似於 quasi-TEM 波，但在  $\theta_x=75^\circ$  時，幾乎沒有磁場環繞貫孔，不存在等效並聯電感  $L_L$ ，故不適用圖 3-2 的等效電路，為 TE 模(電場平行  $z$  軸、垂直  $x$  軸，磁場平行  $x$  軸、垂直  $z$  軸)。圖 3-13(a)和圖 3-13(b)為模態 3 的電場和磁場在地向量分佈圖，與模態 2 情形相反。在  $\theta_x=30^\circ$  時，幾乎沒有磁場環繞貫孔，為 TE 模，但在  $\theta_x=75^\circ$  時，卻近似於 quasi-TEM 模。圖 3-14(a)和圖 3-14(b)為模態 4 電場和磁場在地向量分佈圖，雖然磁場有受到貫孔影響，但可看出皆近似於 quasi-TEM 模。所以模態 1 為右手和左手混合的模態，而模態 4 為二維複合左右手傳輸線的右手模態。

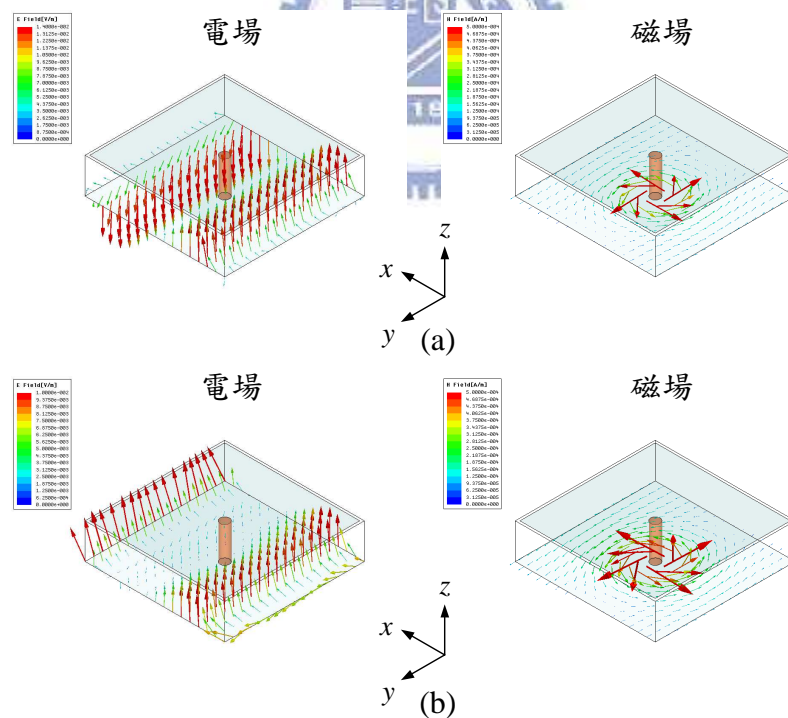


圖3-11 模態1在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖 (b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖

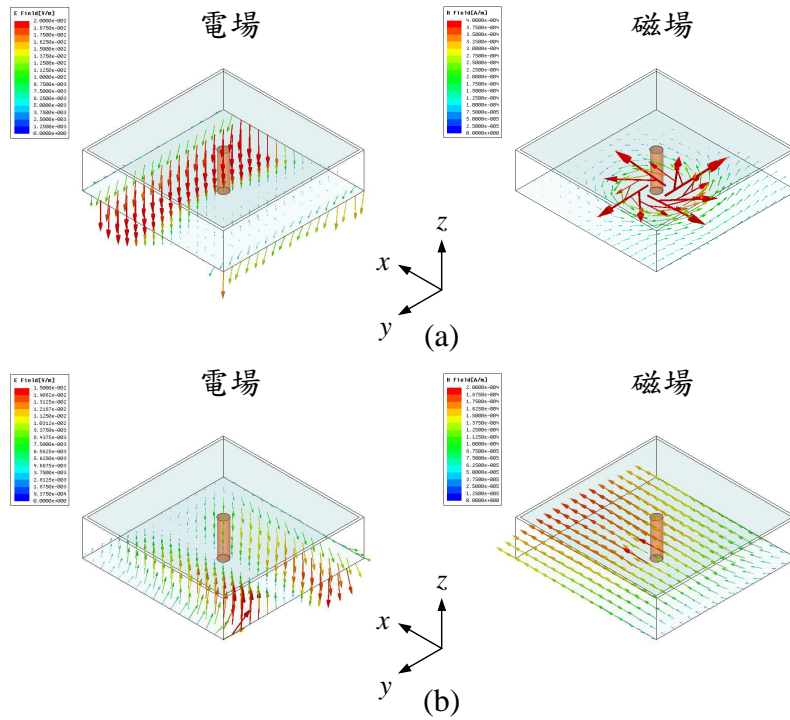


圖3-12 模態2在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖 (b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖

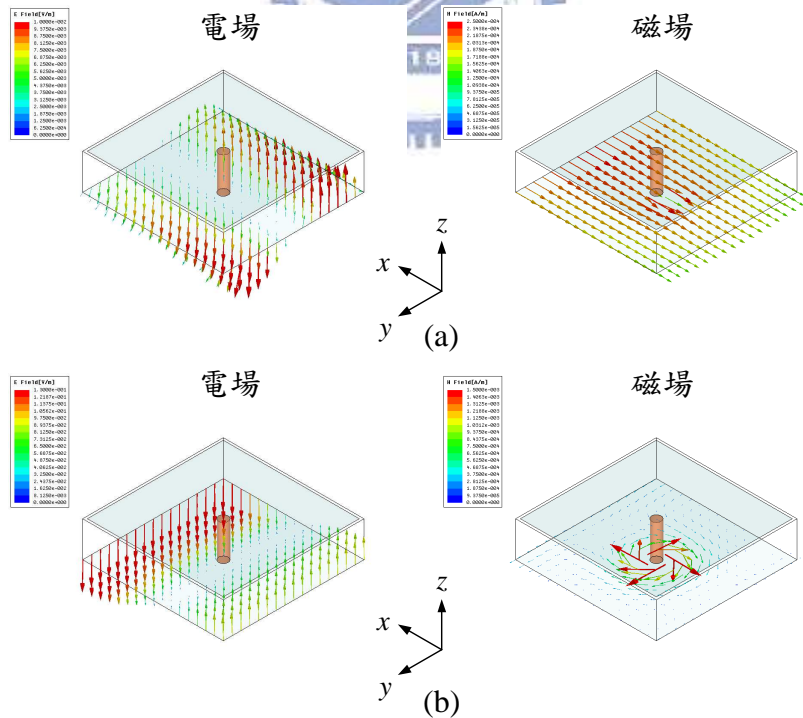


圖3-13 模態3在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖 (b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖

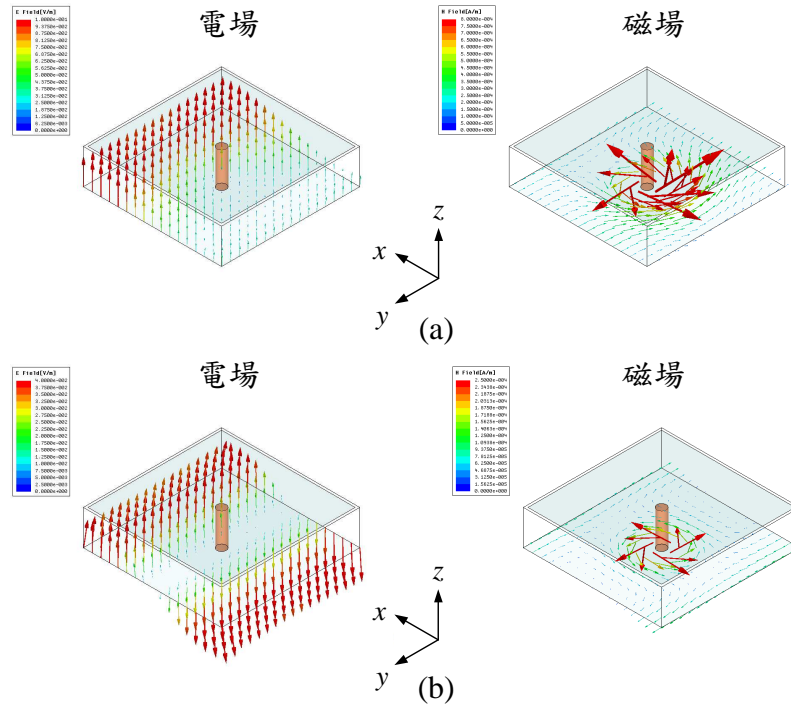


圖3-14 模態4在相位差 $\theta_x$  (a)為30度的電場和磁場在地向量分佈圖 (b)為75度的電場和磁場在地向量分佈圖

而二維複合左右手傳輸線等效電路的 $C_L$ 、 $C_R$ 、 $L_L$ 及 $L_R$ 值，可由[13]查得相關公式，得到 $C_L = 0.31 \text{ pF}$ ， $C_R = 0.63 \text{ pF}$ ， $L_L = 0.83 \text{ nH}$ ， $L_R = 1.73 \text{ nH}$ 。圖3-15為由特徵模態和等效電路所求得的色散圖，對於模態1，由特徵模態得到的色散曲線，在靠近air line時，沒有進入輻射區，而是緊貼著air line，其 $\beta \geq k_0$ ，所以不存在背向的洩漏波，但等效電路得到的曲線卻有進入輻射區[14]，在下一章模擬和量測，可看出結構可以存在背向的洩漏波。另外，對於模態4，在輻射區時，特徵模態和等效電路得到的曲線，趨勢很接近，可是在導波區時，就不太一致，可能為高頻時，電路模型太過簡略，已無法準確描述結構。

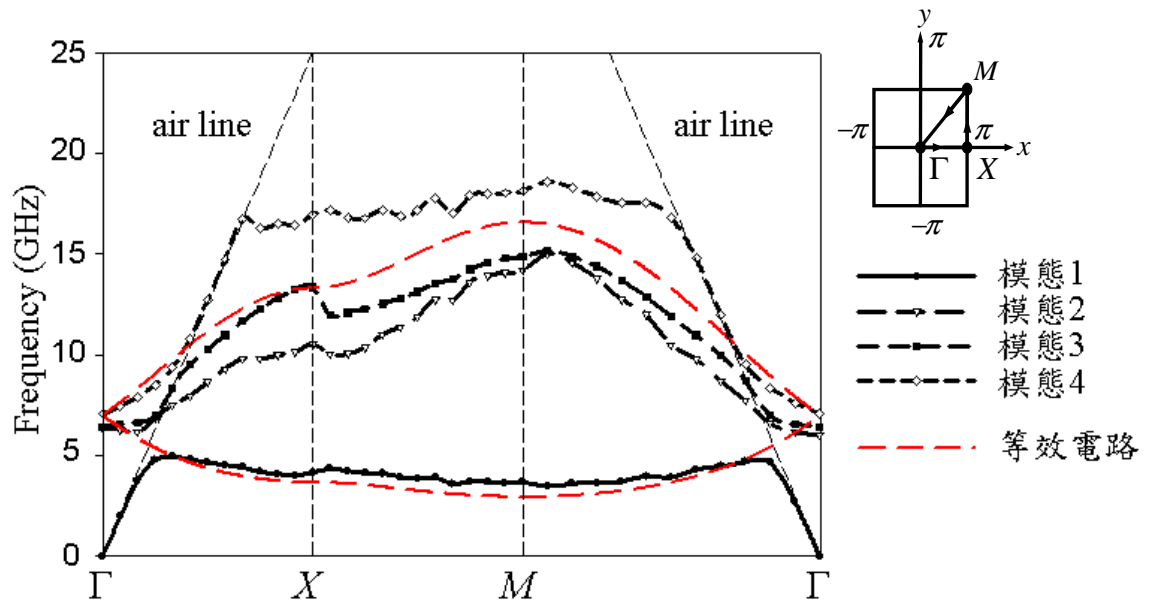


圖3-15 等效電路和特徵模態得到二維複合左右手傳輸線色散圖

綜合以上資料，理想上在  $\Gamma-X$  段，可輻射的頻率範圍為  $5.5\text{GHz}\sim 10.5\text{GHz}$ ，  
 過渡頻率  $f_0=7.05\text{GHz}$ ，並且沒有禁帶。



## 第四章 葦狀結構之複合左右手洩漏波天線

本章將會利用第三章設計的葦狀結構之二維平衡複合左右手傳輸線，來設計洩漏波天線。

### 4.1 使用單一微帶線饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線

#### 4.1.1 天線的設計與模擬

圖4-1為天線結構示意圖，表4-1為參數的整理。首先把葦狀結構的電路單元排成 $x$ 方向四個， $y$ 方向二十二個，然後使用阻抗 $50\Omega$ 微帶線並線寬緩變(taper)饋入。因為結構為在 $x$ 也有週期性，如果 $x$ 方向個數太多，而只有從 $y$ 方向單端饋入訊號，會因耦合往正負 $x$ 方向，導致能量無法集中於 $y$ 方向傳送，使得天線增益下降。而在 $y$ 方向需要讓能量幾乎洩漏完，所以選擇二十二個。對於饋入結構，使用微帶線並線寬緩變後，從兩個貫孔中間饋入。因為微帶線電場中間最強，所以如果饋入時中間直接接到貫孔，則無法匹配。圖4-2為天線反射損耗模擬圖，可以觀察到天線的頻帶從5.1GHz到9.4GHz，但實際天線開始輻射從5.3GHz開始，所以從5.3GHz開始計算，頻寬為4.1GHz，由上一節推論出的天線頻寬理論值為5.5GHz到10.5GHz，頻寬為5.0GHz，頻寬略為縮減。



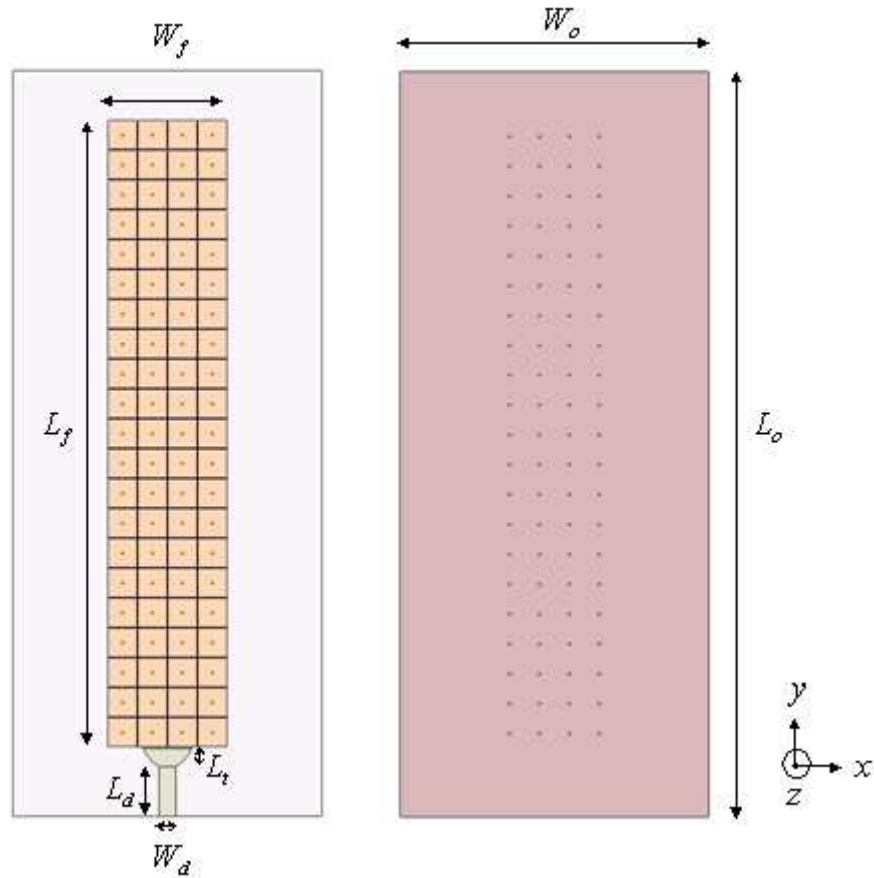


圖4-1 單一微帶線饋入蕈狀結構之複合左右手洩漏波天線參數示意圖

表 4-1 單一微帶線饋入蕈狀結構之複合左右手洩漏波天線設計參數

$W_o$	$L_o$	$W_f$	$L_f$	$W_d$	$L_d$	$L_t$
62mm	149.7mm	23.8mm	125.8mm	3.5mm	10mm	3.9mm

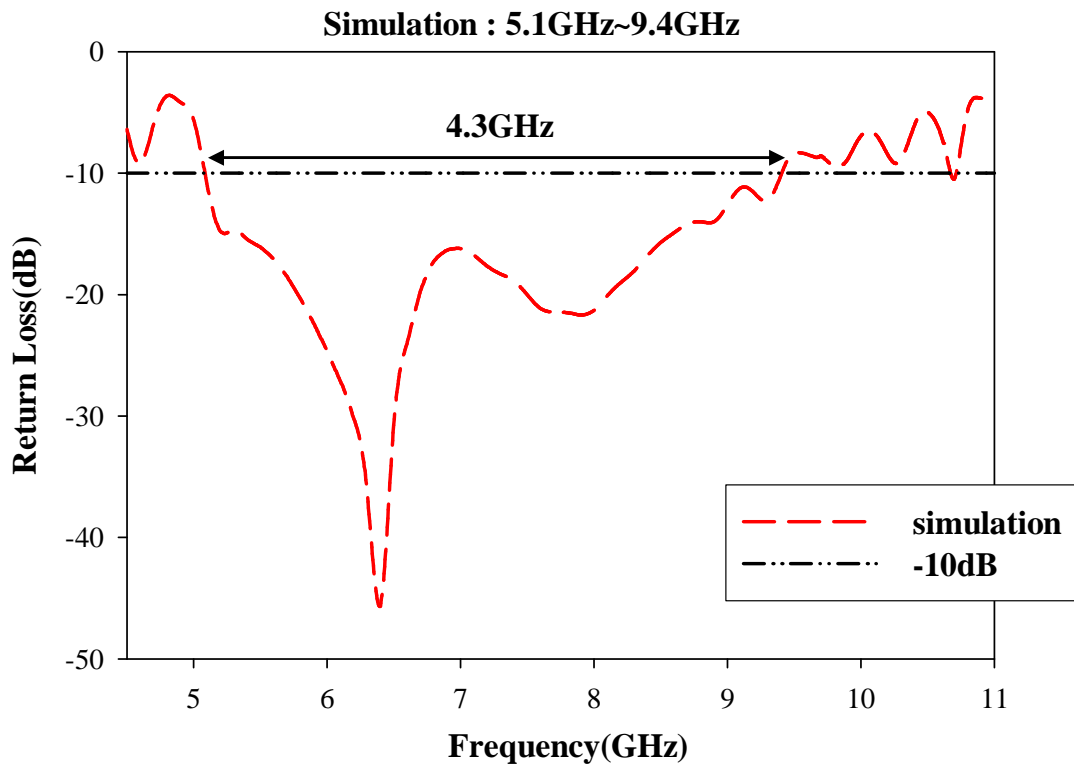


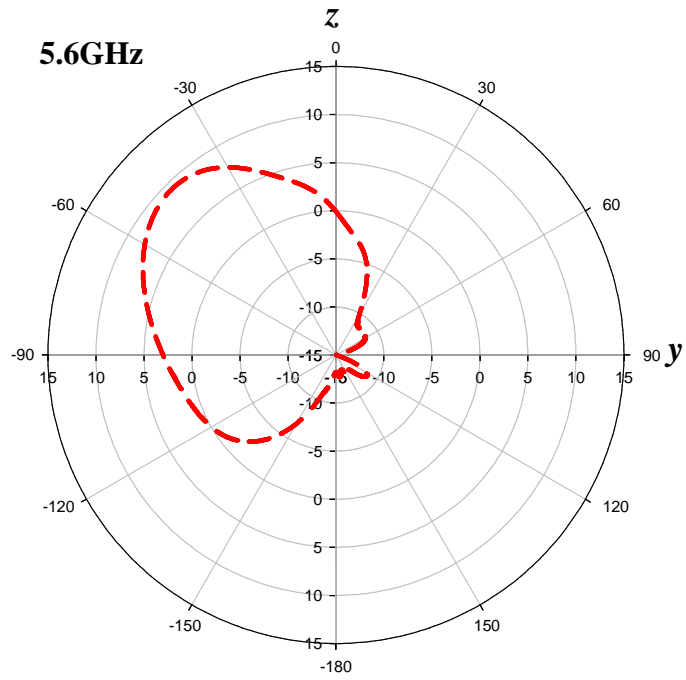
圖 4-2 天線之反射損耗(S11)模擬圖

#### 4.1.2 遠場輻射場型的模擬

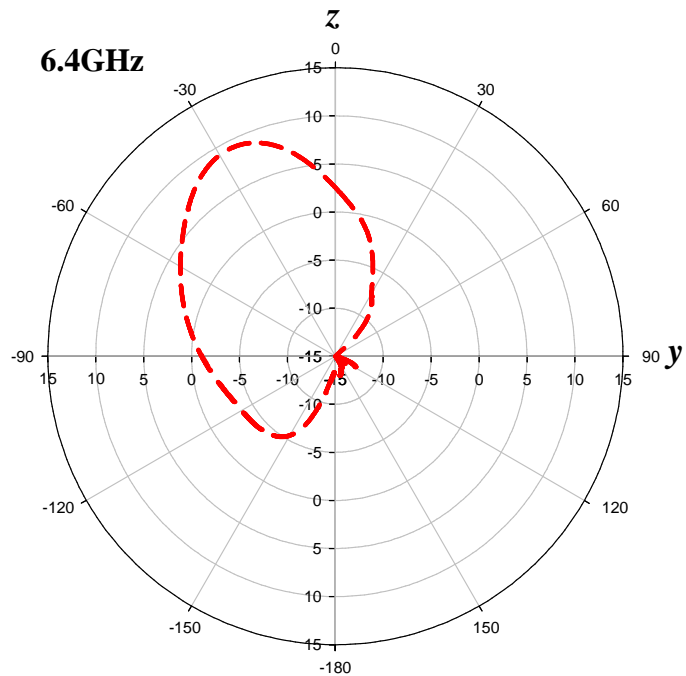
圖4-3為此天線在yz平面遠場輻射場型的模擬值，其操作頻率分別為5.6GHz、6.4GHz、6.8GHz、7.9GHz及9.0GHz。當操作頻率為5.6GHz和6.4GHz時是工作在左手洩漏波區。當操作頻率在6.8GHz時是工作在過渡頻率點，輻射方向為垂向。操作頻率在7.9GHz和9.0GHz時是工作在右手洩漏波區。

掃頻(frequency scanning)特性是洩漏波天線所具有的獨特之特性，而且往-y方向輻射是複合左右手傳輸線本身特性。圖4-4為把上述頻率的輻射場型，整理在一起。掃描之角度範圍可從-63度往順時針方向掃描到75度，其總共可掃描角度為138度。

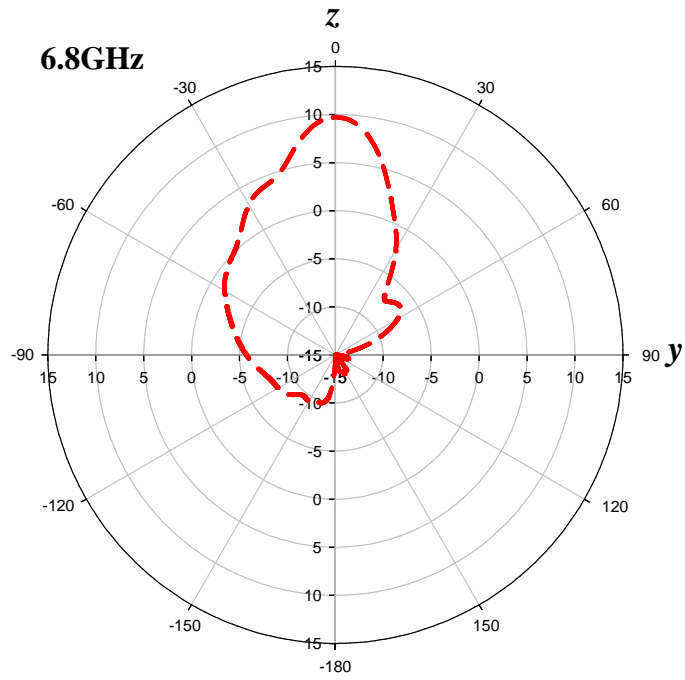




(a)5.6GHz(yz平面，theta極化)

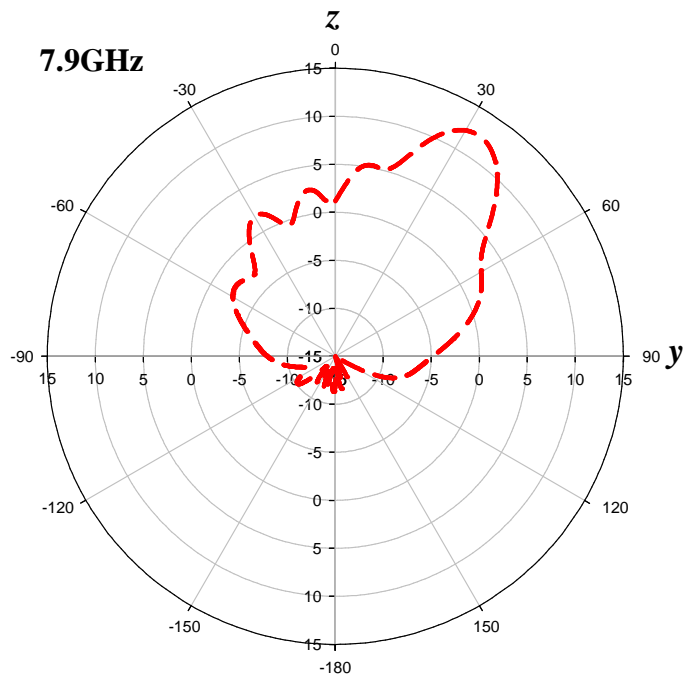


(b)6.4GHz(yz平面，theta極化)



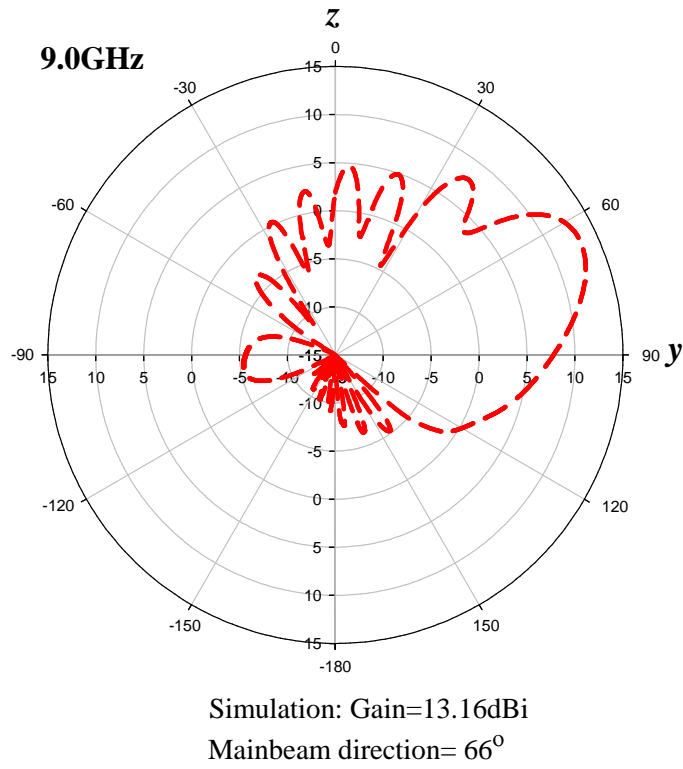
Simulation: Gain=9.72dBi  
Mainbeam direction=  $0^{\circ}$

(c) 6.8GHz(yz平面, theta極化)



Simulation: Gain=12.43dBi  
Mainbeam direction=  $33^{\circ}$

(d) 7.9GHz(yz平面, theta極化)



(e)9.0GHz(yz平面，theta極化)

圖4-3 yz平面遠場輻射場型(a)5.6GHz (b)6.0GHz (c)6.8GHz (d)7.9GHz (e)9.0GHz

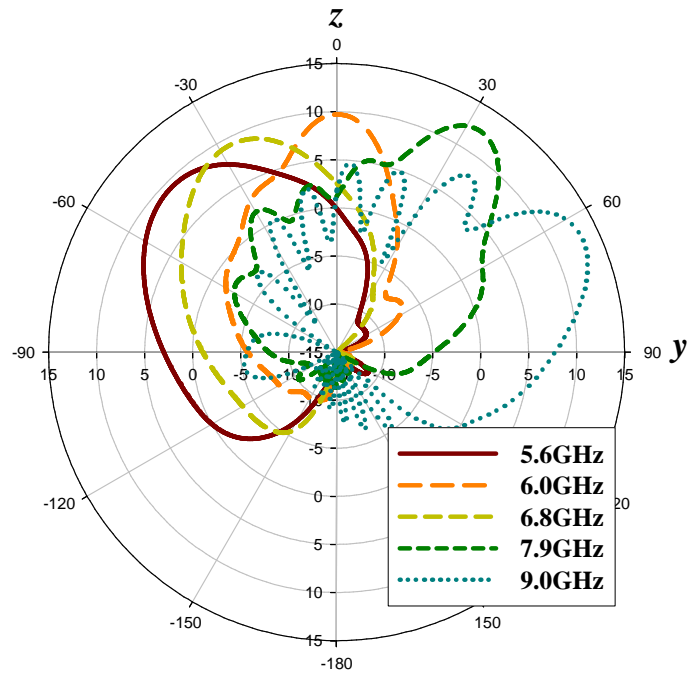
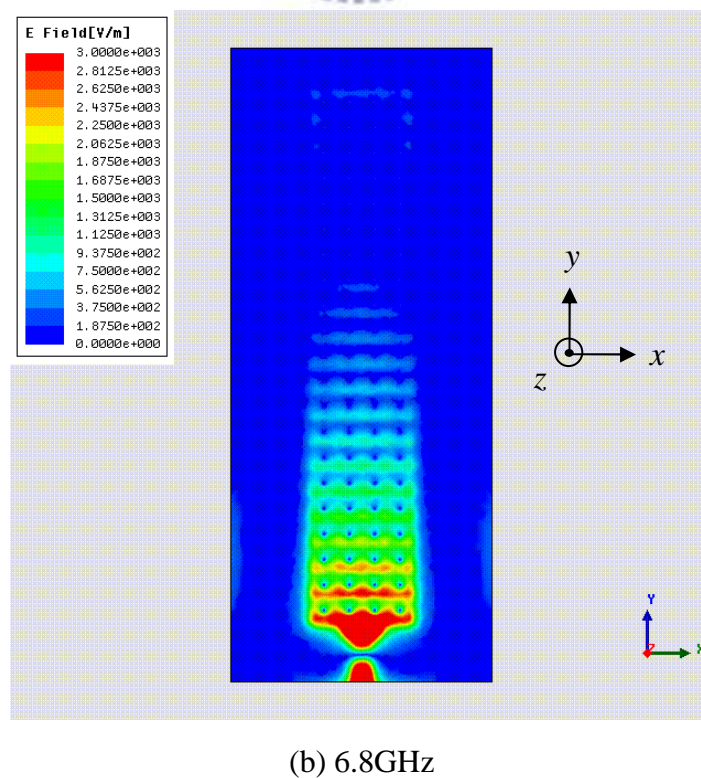
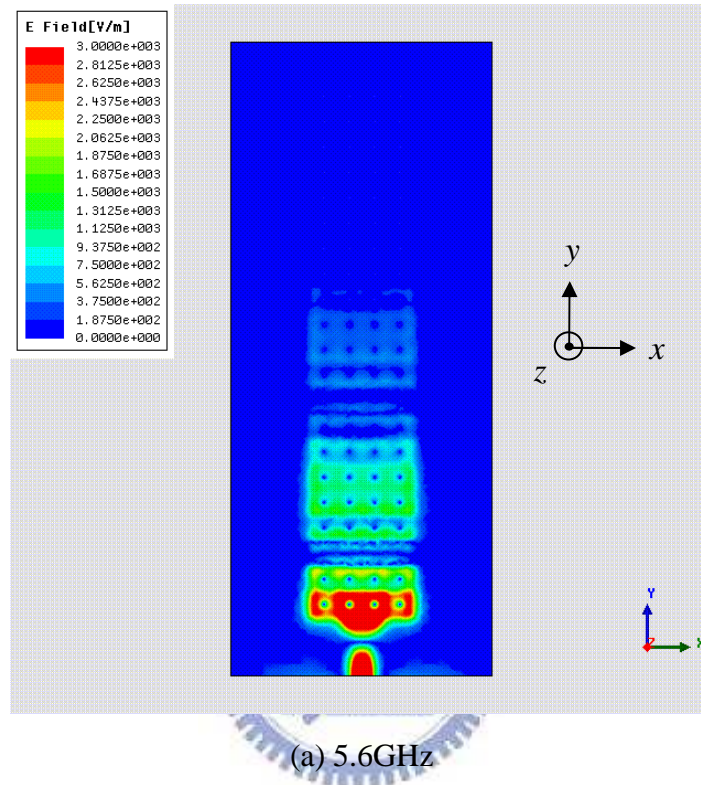
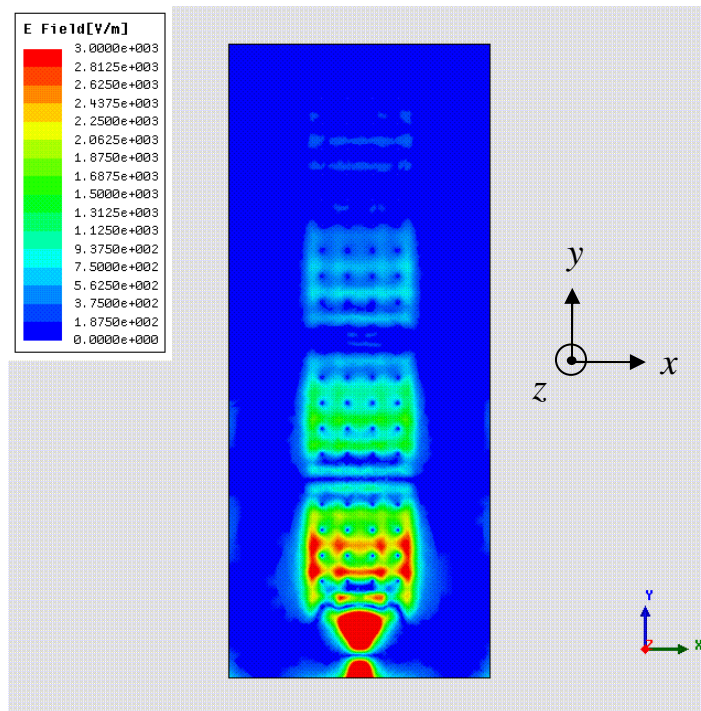


圖4-4 天線在yz平面遠場輻射場型(theta極化)

圖 4-5 為電場在地純量分佈圖，頻率分別為 5.6GHz、6.8GHz 和 7.9GHz。可看出在左手洩漏波區時，洩漏常數太大，能量損耗太快，使得在天線增益比較低，而在右手洩漏波區時，洩漏常數就比較小，使得天線增益比較高。但是希望能提高天線在左手洩漏波區增益，並增加  $x$  方向的單元個數，所以改用別種設計。





(c) 7.9GHz

圖 4-5 電場在地純量分佈圖(a)5.6GHz (b)6.8GHz (c)7.9GHz



## 4.2 使用一分二功率分波器饋入二維平衡複合左右手洩漏波天線

由於上一節有提到，如果要增加  $x$  方向的個數，單饋入的結構可能不合適，所以改用一分二功率分波器，去饋入整個天線結構。

### 4.2.1 饋入電路結構設計

圖 4-6 為一分二的功率分波器示意圖，表 4-2 為參數的整理，微帶線阻抗為  $50\Omega$  轉成兩段  $90\Omega$  並聯，並在轉折處，截去  $45$  度，以減少損耗，最後在線寬緩變饋入。

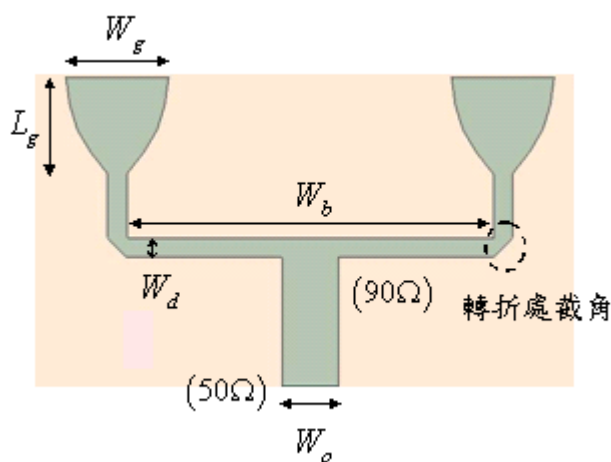


圖 4-6 一分二的功率分波器結構與參數示意圖

表 4-2 一分二的功率分波器設計參數

$W_o$	$W_b$	$W_d$	$W_g$	$L_g$
88mm	22.8mm	1.2mm	6.4mm	6mm



## 4.2.2 天線實做與量測

圖 4-7 為上一小節饋入結構合併後，整體天線示意圖，表 4-3 為參數的整理，首先把電路單元排成  $x$  方向八個， $y$  方向十七個，然後使用功率分波器饋入。而在  $y$  方向需要讓能量幾乎洩漏完，所以選擇十七個。饋入位置選在兩個貫孔中間。

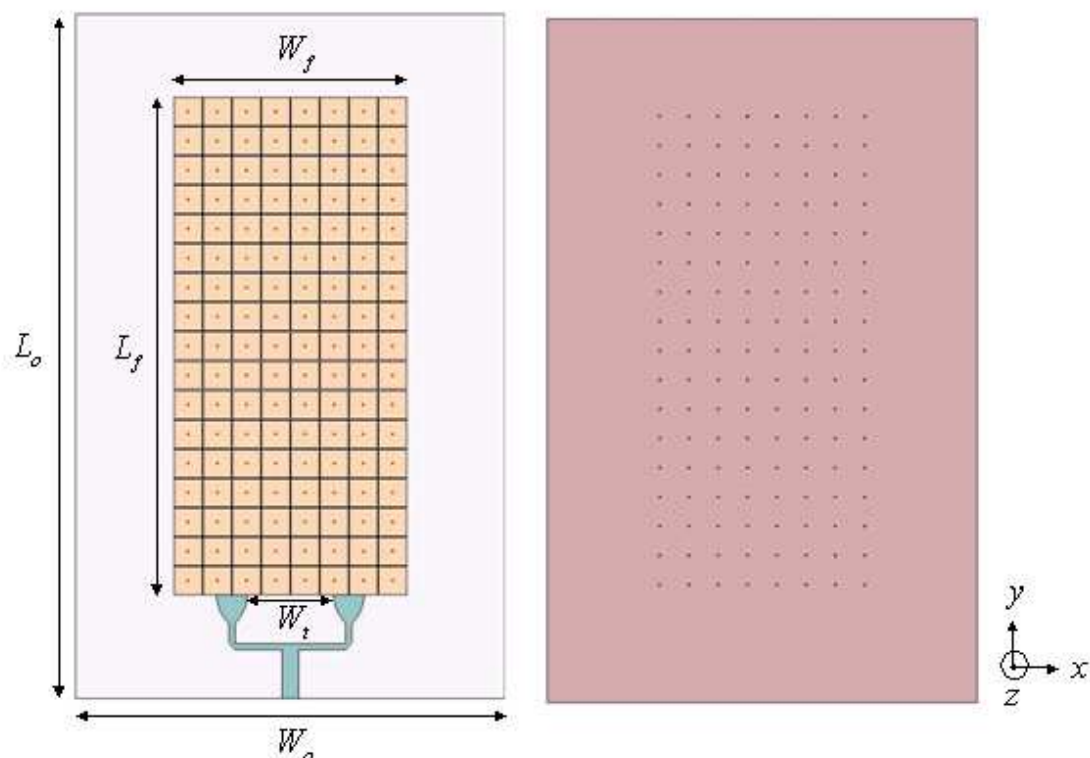
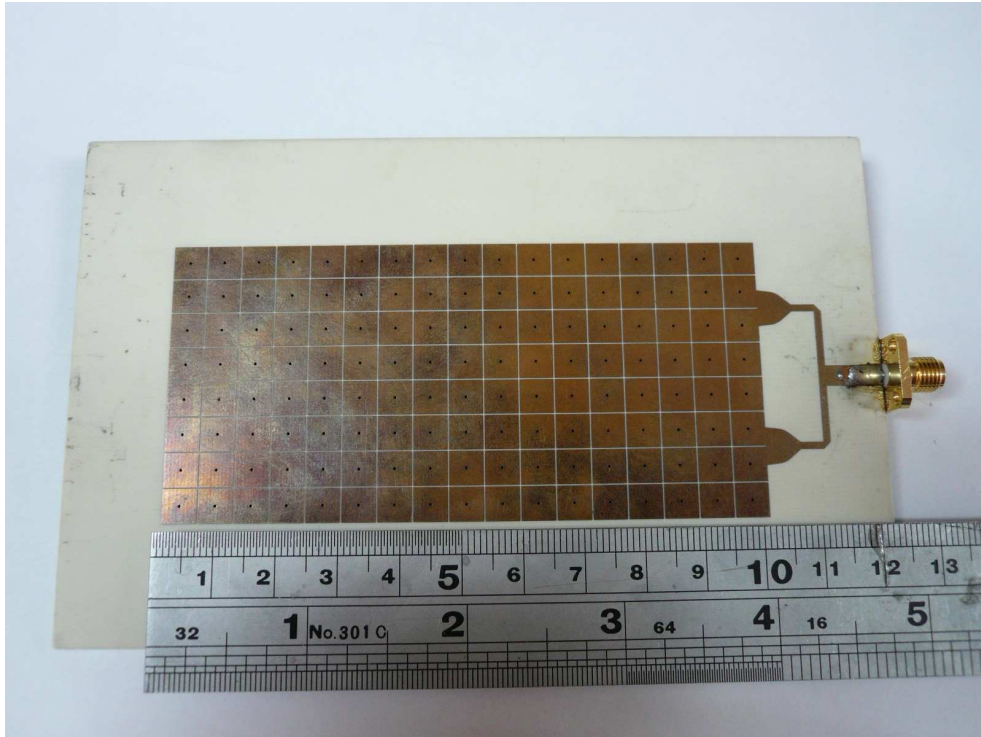


圖 4-7 一分二功率分波器饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線參數示意圖

表 4-3 一分二功率分波器饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線設計參數

$W_o$	$L_o$	$W_t$	$W_f$	$L_f$
88mm	140mm	17.6mm	47.8mm	101.8mm

圖 4-8 為天線實作圖，貫孔為鑽孔後在表面鍍銅。圖 4-9 為天線反射損度量測與模擬圖，可以看到實際量測從頻率從 5.6GHz 到 9.35GHz 都在 -10dB 以下，頻寬為 3.75GHz，而模擬值頻率從 5.15GHz 到 9.25GHz 都在 -10dB 以下，由上一節推論出的天線頻寬理論值為 5.5GHz 到 10.5GHz，頻寬為 5.0GHz，頻寬略為縮減。



(a)



(b)

圖 4-8 天線實作照片(a)正面 (b)反面



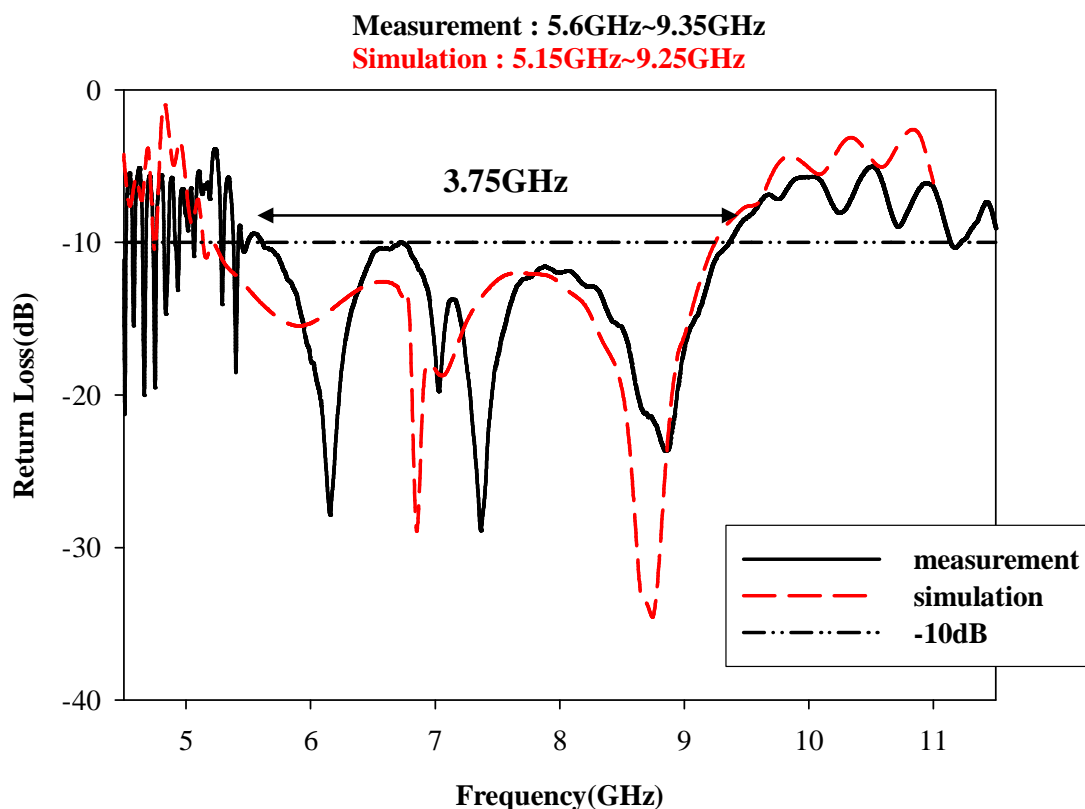
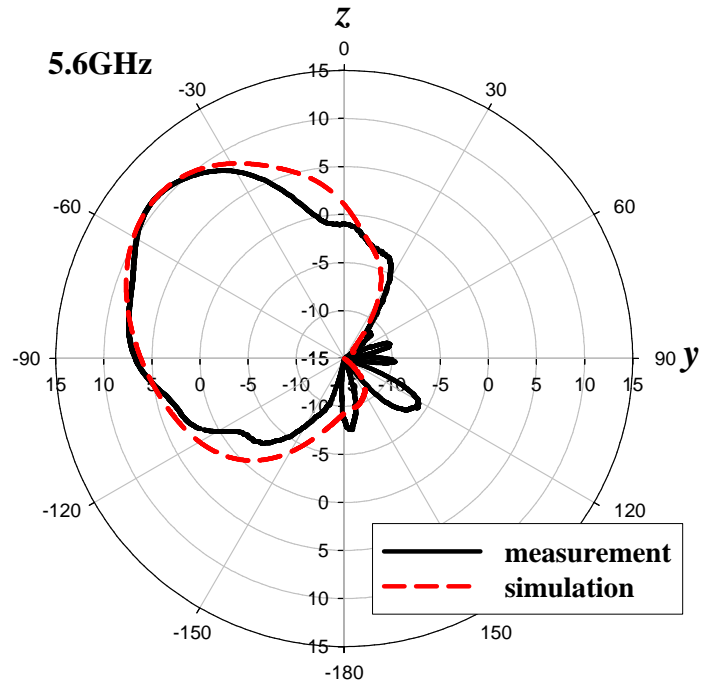


圖 4-9 天線量測與模擬之反射損耗(S11)比較圖

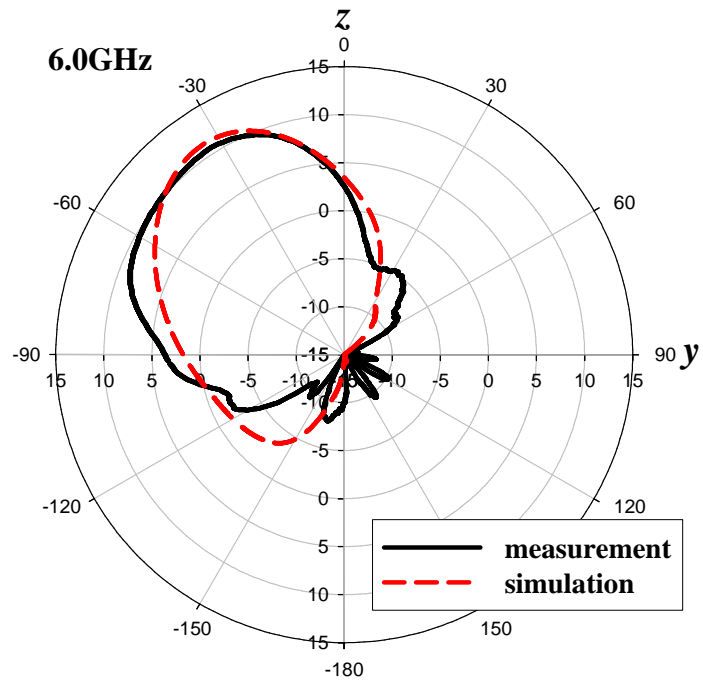
### 4.2.3 遠場輻射場型的模擬與量測

圖4-10為此天線在yz平面之遠場輻射場型的模擬與量測圖，其操作頻率分別為5.6GHz、6.0GHz、6.4GHz、7.0GHz、7.5GHz、7.9GHz、8.5GHz及9.3GHz。當操作頻率為5.6GHz、6.0GHz和6.4GHz時是工作在左手洩漏波區。當操作頻率在7.0GHz時是工作在過渡頻率點，輻射方向為垂向。操作頻率在7.5GHz、7.9GHz、8.5GHz和9.3GHz時是工作在右手洩漏波區。圖4-11把量測到的場型整理在一起，其yz平面的遠場輻射場型的量測結果掃描之角度範圍可從-51度往順時針方向掃描到69度，其總共可掃描角度為120度。表4-4所示為天線在yz平面的遠場輻射場型之最大增益的角度及值，可看出進入輻射區後，增益值都有在10dBi以上。



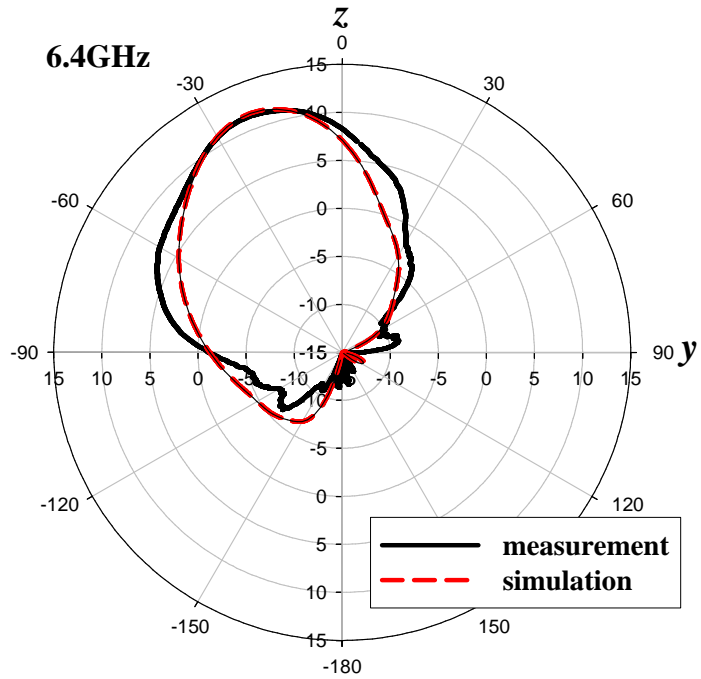
Measurement: Gain=10.79dBi Simulation: Gain=10.74dBi  
Mainbeam direction=  $-51^{\circ}$

(a) 5.6GHz(yz平面, theta極化)



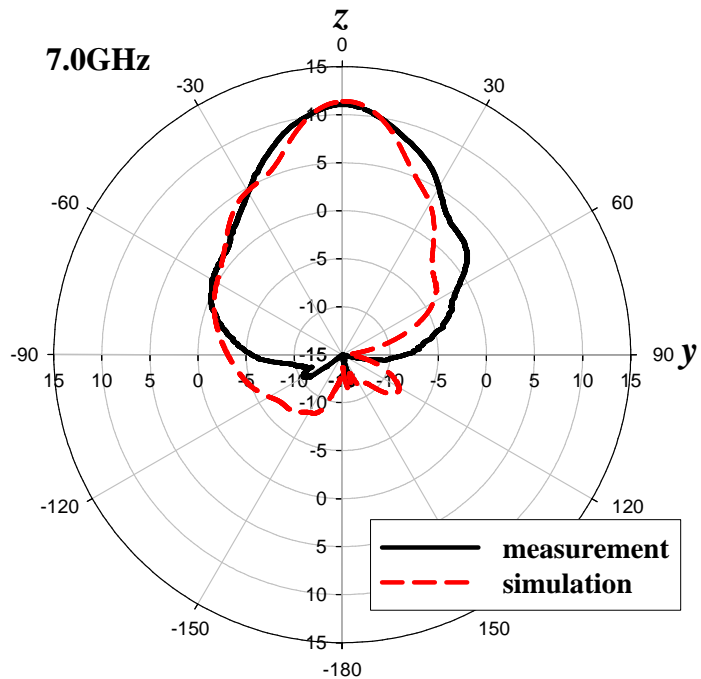
Measurement: Gain=10.64dBi Simulation: Gain=11.33dBi  
Mainbeam direction=  $-33^{\circ}$

(b) 6.0GHz(yz平面, theta極化)



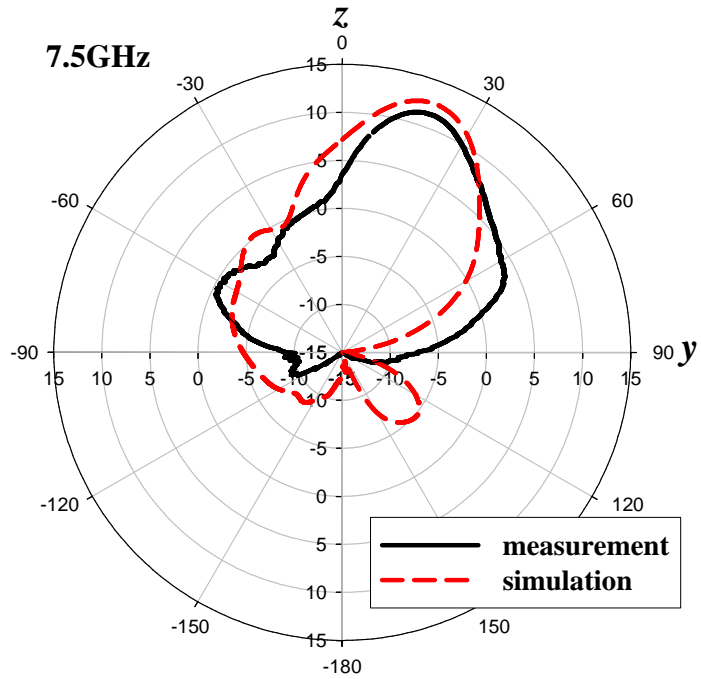
Measurement: Gain=11.39dBi Simulation: Gain=11.58dBi  
Mainbeam direction=  $-21^{\circ}$

(c)6.4GHz(yz平面, theta極化)

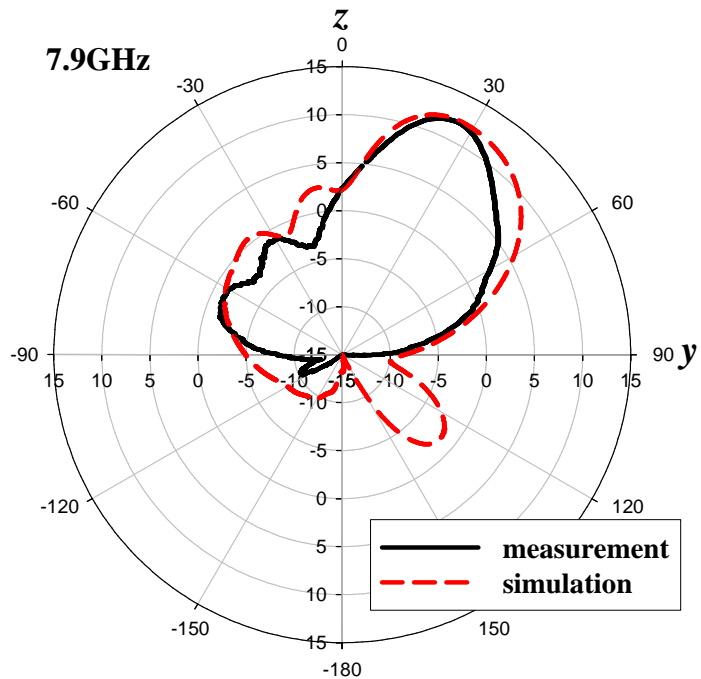


Measurement: Gain=11.01dBi Simulation: Gain=11.36dBi  
Mainbeam direction=  $0^{\circ}$

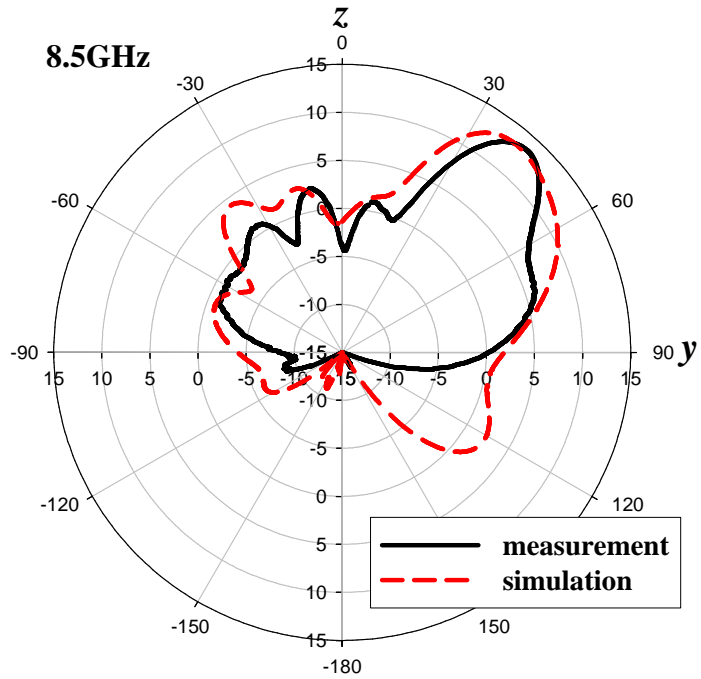
(d)7.0GHz(yz平面, theta極化)



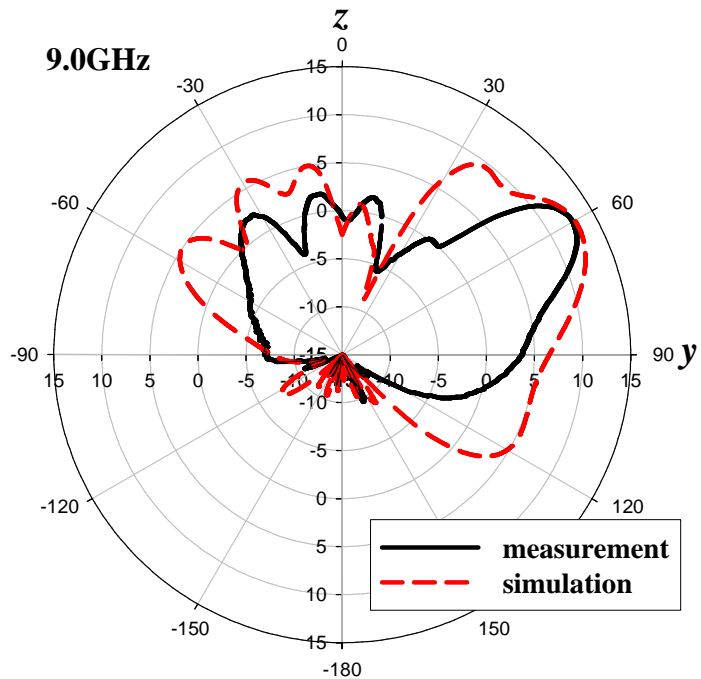
(e)7.5GHz(yz平面，theta極化)



(f)7.9GHz(yz平面，theta極化)



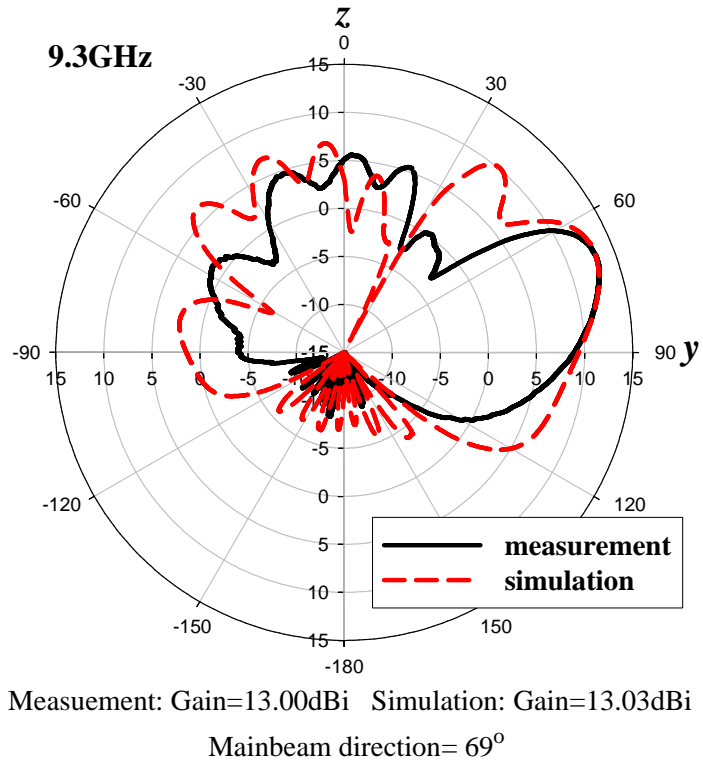
(g)8.5GHz(yz平面，theta極化)



Measurement: Gain=12.65dBi Simulation: Gain=12.93dBi

Mainbeam direction= 60°

(h)9.0GHz(yz平面，theta極化)



(i)9.3GHz(yz平面, theta極化)

圖 4-10 yz 平面遠場輻射場型(a)5.6GHz (b)6.0GHz (c)6.4GHz (d)7.0GHz

(e)7.5GHz (f)7.9GHz (g)8.5GHz (h)9.0GHz (i)9.0GHz

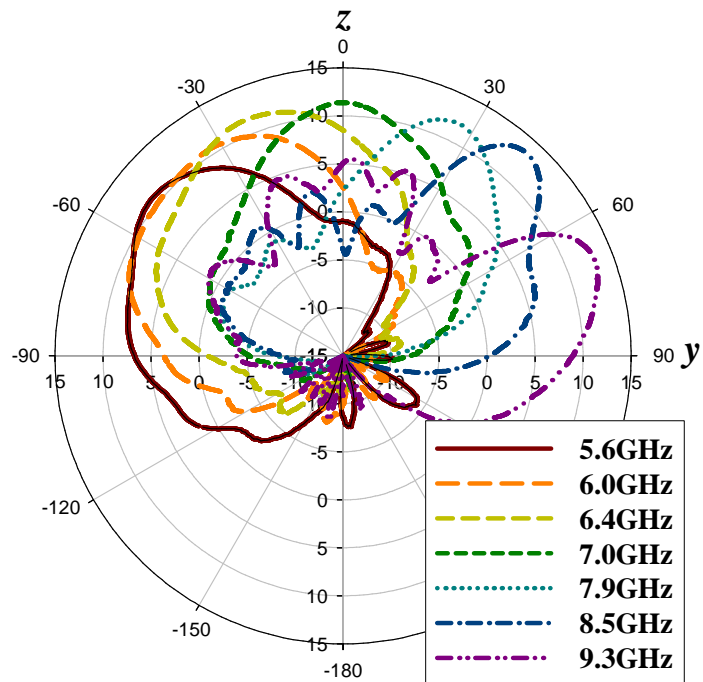


圖4-11 天線在yz平面遠場輻射場型(theta極化)

表4-4 天線在yz平面遠場輻射場型量測結果

Frequency(GHz)	5.6	6.0	6.4	7.0	7.5	7.9	8.5	9.0	9.3
Gain(dBi)	10.8	10.6	11.4	11.0	11.4	12.0	13.5	12.7	13.0
角度(degree)	-51	-33	-21	0	21	27	39	60	69

而可以利用式(2-29)，由遠場輻射場型量測到的主波束輻射角，來推得 $\beta$ ，進而可以得到色散圖中的 $\Gamma-X$ 段。如圖4-12所示，可看出由實際遠場量測得到的，和等效電路或是特徵模態得到的色散圖，均非常接近，推論結構確實是可以存在背向的洩漏波。

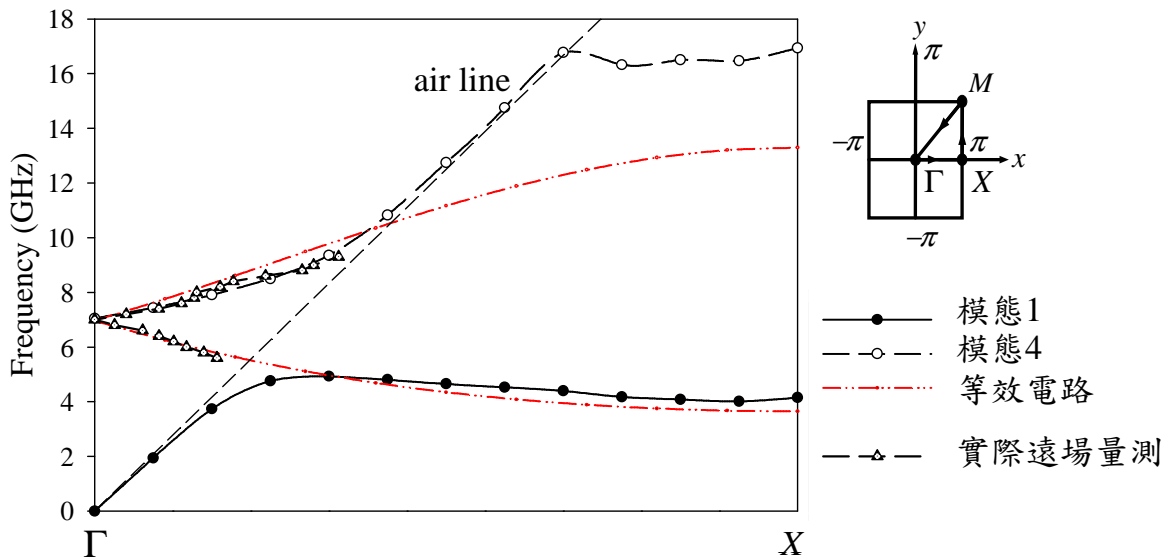
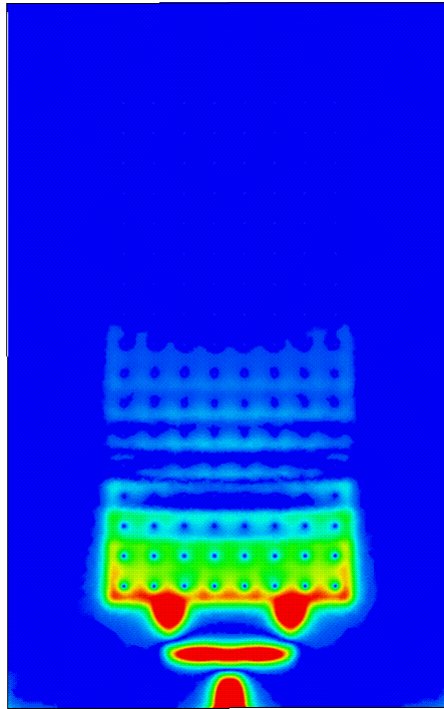
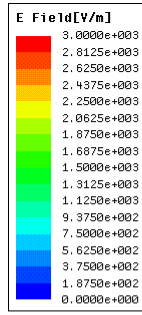
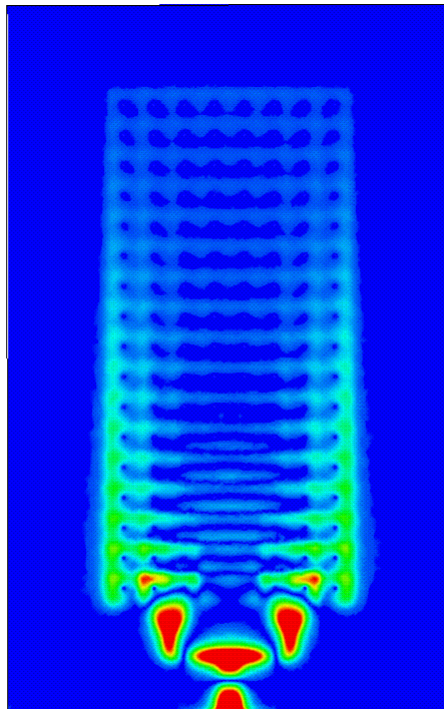
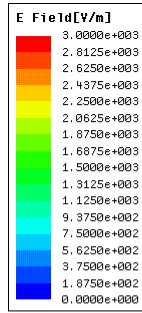


圖4-12 實驗值得到的色散圖中 $\Gamma-X$ 段

圖 4-13 為電場在地的純量分佈圖，頻率分別為 6.0GHz、7.0GHz 和 7.9GHz。可看出在左手洩漏波區時，洩漏常數還是比較大，但因為在  $x$  方向增加單元個數，使得天線在左手區的增益可以拉高，使得天線隨著頻率變動，增益都有在 10dBi 以上。

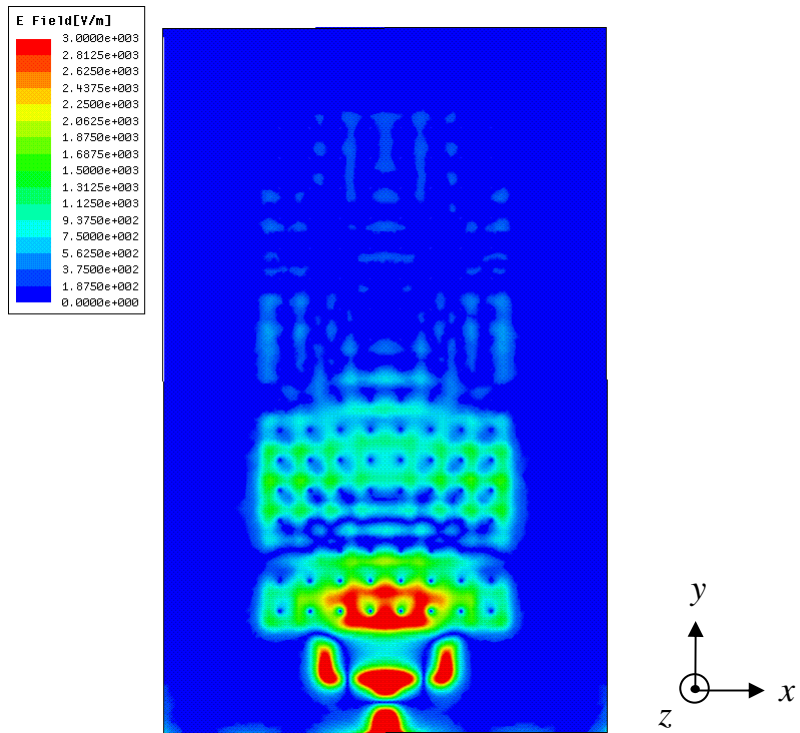


(a)6.0GHz



(b)7.0GHz





(c)7.9GHz

圖 4-13 電場在地的純量分佈圖(a)6.0GHz (b)7.0GHz (c)7.9GHz

## 第五章 結論

### (Conclusion)

我們利用葦狀結構來當作二維複合左右手傳輸線的電路單元，並運用特徵模態以及等效電路模型來找出結構的色散圖。由於特徵模態的解出來的頻率點，都極為複雜，所以需要觀察實際電磁場的場型來判斷。得到色散圖後，可以運用結構的輻射區，來當作複合左右手洩漏波天線，並且可以後向到前向輻射掃描能力。但是對模態 1，沒有進入輻射區，而是緊貼著 air line，其  $\beta \geq k_0$ ，所以不存在背向的洩漏波，但等效電路得到的曲線卻有進入輻射區，所以我們利用遠場量測來驗證。

在饋入結構上，先用阻抗  $50\Omega$  微帶線並線寬緩變饋入葦狀結構之複合左右手洩漏波天線。但由於在左手洩漏波區，其增益不高，所以改用一分二的功率分波器饋入天線，使得在左手區的增益可以拉高。並由量測出來的主波束輻射角，來推得其色散圖中  $\Gamma$ - $X$  段，和等效電路或是特徵模態得到的色散圖，均非常接近，並推論結構確實是可以存在背向的洩漏波。

## 参考文献

- [1] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart *et al.*, “Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Mesostructures,” *Physical Review Letters*, vol. 76, no. 25, pp.4773, 1996.
- [2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins *et al.*, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, 1999.
- [3] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “Experimental Verification of a Negative index of Refraction,” *Science*, vol. 292, no. 5514, pp. 77-79, April 6, 2001.
- [4] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, “Composite right/left-handed transmission line metamaterials,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sep. 2004.
- [5] L. Liu, C. Caloz, T. Itoh, “Dominant mode (DM) leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability,” *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1414-1416, Nov. 2002.
- [6] V. G. Veselago, “The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ” *Sov. Phys*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, 1968.
- [7] C. Caloz and T. Itoh, *Metamaterials Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley 2004.
- [8] W. Menzel, “A new traveling-wave antenna in microstrip,” *Arch. Electron. bertrag. Tech.*, vol. 33, pp. 137-140, 1979.
- [9] 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.

- [10] 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.
- [11] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alex'opolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance surface electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.
- [12] A. Lai<sup>1</sup>, K. M. K. H. Leong, C. Caloz, T. Itoh. (2005). *Analysis and Design of Left-Handed Metamaterial Lenses Using Ansoft HFSS*. [Online]. Available: [http://www.mwlab.ee.ucla.edu/poster/2005/NRI\\_Lenses\\_HFSS.pdf](http://www.mwlab.ee.ucla.edu/poster/2005/NRI_Lenses_HFSS.pdf)
- [13] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Norwell, MA: Artech House, 2003.
- [14] A. Lai, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Leaky-wave steering in a two-dimensional metamaterial structure using wave interaction excitation," *in Proc. 2006 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, USA, June 2006, pp. 1643-1646.