

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

縮短化 CRLH 洩漏波天線之設計及

應用於三維空間掃描



**Miniaturization of CRLH Leaky-Wave Antennas
with Full-Space Steering Capability**

研究生：高誠隆

(Cheng-Lung Kao)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiang Chen)

中華民國九十七年十二月

縮短化 CRLH 洩漏波天線之設計及
應用於三維空間掃描

**Miniaturization of CRLH Leaky-Wave Antennas
with Full-Space Steering Capability**

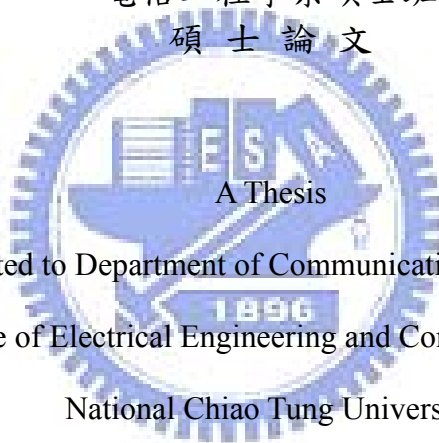
研究生：高誠隆

Student：Cheng-Lung Kao

指導教授：陳富強

Advisor：Dr. Fu-Chiang Chen

國立交通大學
電信工程學系碩士班
碩士論文



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

in

Communication Engineering

December 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十七年 十二月

縮短化 CRLH 洩漏波天線之設計及 應用於三維空間掃描

學生：高誠隆

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

本論文中，主要是提出一個不同於傳統洩漏波天線及現有的 CRLH(composite right/left handed, CRLH)洩漏波天線需要過長的傳輸線的 CRLH 洩漏波天線，並應用在三維空間的掃描。

本論文可分為二個主題。第一，利用後設材料(metamaterial)具有很多獨特的性質，設計一個平衡式一維 CRLH 洩漏波天線。並利用 MIM(metal-insulator-metal)電容及接地傳輸線來設計出一維縮短化 CRLH 洩漏波天線，並運用在天線陣列上。第二，我們將提出一個切換波束天線，結合了我們所設計的天線、PIN 二極體控制相位電路與分波器。透過利用 PIN 二極體的導通與否，造成天線的輸入訊號是否有相位差，使得主波束有偏轉可能，共可提供三種方位。除了本身洩漏波天線的掃頻(frequency scanning)外，另外 PIN 二極體的導通情況，決定主波束是否偏向，而構成三維空間的掃描。所設計的天線採用平面印刷電路板技術所實現，且有輕薄短小與低姿態的潮流以及不錯的天線輻射特性。

Miniaturization of CRLH Leaky-Wave Antennas with Full-Space Steering Capability

Student: Cheng-Lung Kao

Advisors: Dr. Fu-Chiang Chen

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we propose a short CRLH (composite right/left-handed) leaky-wave antenna, which is different from the conventional leaky-wave antenna and latest CRLH leaky-wave antenna. The proposed antenna is used in the full-space scanning.

The thesis can be divided into two themes. First, by utilizing the unique properties of meta-material with MIM capacitor and grounded inductor to design 1-D balanced CRLH leaky-wave antenna. Second, we proposed full-space switching beam scanning antenna combined the previous antenna, power divider, and PIN diode to control the output signal phase of power divider. By employing the PIN diode is on or off to control the input signal phase of antenna array, and then causes deflection of the main beam. PIN diodes can offer 3 kinds of deflection. Finally, the full-space scanning is composed of frequency- and phase-scanning. In this thesis, all proposed element is implemented by planar print circuit board, so the full-space switched beam scanning antenna has shorter length of leaky-wave antenna and good radiation performance.

誌 謝

本論文得以有今天的成果，都是承蒙指導教授—陳富強老師於論文寫作期間的細心指導，並不時花費時間在觀念上進行討論。由於老師常常在研究的過程中，給予重要且關鍵的建議和方向，每每讓我能突破瓶頸繼續進行，同時也感受到老師治學的嚴謹與認真，在此致上無限的感激。也由衷地感謝您開啟了我在微波領域的視野，由其在研究過程中教導我作研究應有的態度與解決問題的能力，相信這些對往後的我絕對是受用無窮。並謝謝口試委員李育民老師以及冀泰石老師給予寶貴建議與指教，使本論文更為嚴謹完善。

二年研究所生活轉眼即逝，這在當中可以如此的順利，當然也要感謝親切的阿南學長和濬朋學長不厭其煩地替我們解決數值電磁的解惑。另外感謝已畢業的 Eric、邱仔、阿筆和 Local King 學長，在你們的帶領下，讓我很快的熟悉實驗室的生活，很快進入狀況。還有同屆已畢業的王董、帥哥、小潘及小莊大伙一同修課、討論及作研究的那段同甘共苦的日子是非常值得回味。而實驗室的下屆學弟們—Juby、Salmax、Giant，感謝你們在王董畢業之後仍帶給實驗室不少歡樂的氣氛，也減輕學長的負擔並在研究上給予不同的見解及幫助。還有剛進來的博班學長—政男和上下屆的佑俞、哲宇、昌儒及佳聲學弟，有你們的加入、相信實驗室未來會更有活力、突破性的進展。當然也得謝謝大學同學帶給我除了在研究時間外的快樂時光。

最後，將此論文獻給我最親愛的家人，感謝雙親對我的栽培、關心以及支持，讓我有持續向前的動力。同時也謝謝我的姊姊與妹妹在這段時間對我的關懷與照顧，時時讓我感到親情的溫暖。僅以此篇論文獻給所有幫助我及關心我的人以表達內心最誠摯地感激。

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vi
表目錄	ix

第一章 導論	1
1.1 研究動機	1
1.2 論文架構	2
第二章 後設材料及洩漏波天線	4
2.1 後設材料	4
2.2 人造傳輸線	4
2.3 實現人造傳輸線	7
2.4 人造傳輸線之應用	9
2.5 洩漏波天線	10
第三章 複合左右手洩漏波天線	12
3.1 基本原理	12
3.2 電路單元	14
3.3 電路單元模擬與量測分析	17
3.3.1 TRL 校準	17
3.3.2 電路單元之散射參數和色散圖	22

3.4 萃取電路單元之等效電路	23
3.5 洩漏波天線的電路單元個數	30
3.6 CRLH 洩漏波天線	33
3.7 心得與討論	38
第四章 三維掃描洩漏波天線	39
4.1 概述	39
4.2 移相器	40
4.3 分波器	44
4.4 移相器與 PIN 二極體控制電路	46
4.5 三維空間切換波束掃描天線	54
4.6 模擬結果與實作量測	56
4.7 心得與討論	65
第五章 結論	66
參考文獻	68



圖目錄

圖 2-1 電路單元模組(a)右手傳輸線 (b)左手傳輸線 (c)CRLH 傳輸線.....	6
圖 2-2 色散圖(a)右手傳輸線 (b)左手傳輸線 (c)CRLH 傳輸線.....	6
圖 2-3 左手材料的周期性結構(SRRs)[2]	7
圖 2-4 CRLH 傳輸線(a)電路單元(b)一維週期排列	8
圖 3-1 區分輻射區及導波區之色散圖	12
圖 3-2 複雜波(complex wave).....	13
圖 3-3 洩漏波.....	14
圖 3-4 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖	15
圖 3-5 電路單元等效電路.....	16
圖 3-6 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖	17
圖 3-7 實測示意圖	18
圖 3-8 TRL 電路(a)短路(b)開路(c)加傳輸線.....	18
圖 3-9 電路單元之反射損耗.....	22
圖 3-10 電路單元之色散圖	23
圖 3-11 等效電路模型(a) π 模型(b)T 模型	24
圖 3-12 電路單元.....	24
圖 3-13 電路單元完整之等效電路.....	27
圖 3-14 相關等效電路之值(a)MIM 架構(b)接地傳輸線	29
圖 3-15 等效電路之色散圖	30
圖 3-16 洩漏常數對應電路單元.....	32
圖 3-17 CRLH 洩漏波天線實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖	33
圖 3-18 CRLH 洩漏波天線之反射損耗	34
圖 3-19 CRLH 洩漏波天線之 $x-z$ 平面的遠場輻射場型其操作頻率在 (a)2.75GHz (b)3.5GHz (c)3.9GHz.....	36

圖 3-20 CRLH 洩漏波天線之 $x-z$ plane 的遠場輻射場型	37
圖 3-21 文獻提出之 CRLH 洩漏波天線[15]	38
圖 4-1 交換線移相器	41
圖 4-2 負載式移相器	41
圖 4-3 修改式負載移相器	42
圖 4-4 交換線反射型移相器方程式	43
圖 4-5 變抗反射型移相器	43
圖 4-6 分波器(a)結構圖 (b)實作圖	44
圖 4-7 分波器之散射參數的大小	45
圖 4-8 分波器之散射參數的相位	45
圖 4-9 PIN 二極體控制電路與移相器之電路圖	47
圖 4-10 分波器加上移相器與 PIN 二極體控制電路之實作圖	48
圖 4-11 兩 PIN 二極體皆為導通之散射參數(a)模擬值大小 (b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位	50
圖 4-12 D_1 ：不導通， D_2 ：導通之散射參數(a)模擬值大小 (b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位	52
圖 4-13 D_1 ：導通， D_2 ：不導通之散射參數(a)模擬值大小 (b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位	53
圖 4-14 切換波束掃描天線架構(a)俯視圖 (b)仰視圖	55
圖 4-15 整體反射損耗的模擬結果	57
圖 4-16 $x-z$ 平面的模擬遠場輻射場型(a)dBi (b)規一化	58
圖 4-17 $y-z$ 平面的模擬遠場輻射場型	59
圖 4-18 切換波束掃描天線實體圖(a)基板上層 (b)基板下層	60
圖 4-19 整體反射損耗的量測結果	61
圖 4-20 $x-z$ 平面的遠場輻射場型(a)2.75GHz (b)3.5GHz (c)3.9GHz (d)規一化	63



表目錄

表 3-1 電路單元之相關參數.....	16
表 3-2 等效電路各參數值.....	29
表 3-3 電路單元數之能量比.....	32
表 3-4 CRLH 洩漏波天線在 x-z 平面的遠場輻射場型模擬結果.....	37
表 3-5 CRLH 洩漏波天線在 x-z 平面的遠場輻射場型量測結果.....	37
表 4-1 移相器之各項值.....	47
表 4-2 於基板下方，x-z 平面各頻率之輻射增益及方向的模擬值.....	59
表 4-3 於基板上方，x-z 平面各頻率之輻射增益及方向的模擬值.....	59
表 4-4 於基板下方，y-z 平面的遠場輻射場型之模擬值.....	59
表 4-5 於基板上方，y-z 平面的遠場輻射場型之模擬值.....	60
表 4-6 於基板下方，x-z 平面各頻率之輻射增益及方向.....	64
表 4-7 於基板上方，x-z 平面各頻率之輻射增益及方向.....	64
表 4-8 於基板下方，y-z 平面的遠場輻射場型.....	64
表 4-9 於基板上方，y-z 平面的遠場輻射場型.....	65

第一章 導論

(Introduction)

1.1 研究動機

後設材料是本世紀物理學領域所出現的一個新興名詞，近年來經常出現在各類科學文獻裡。後設材料是一種人造複合結構或複合材料，它是將材料經過後天的設計與加工而稱之，也因此後設材料存在著很多一般自然界或天然材料所沒有的獨特電磁特性。而後設材料所產生的性質，也往往決定於其人工結構，而非構成材料的本質特性。由於微波通訊及半導體與奈米製程技術的發達，以人工設計的後設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，例如負折射物質、超級透鏡、准直聚焦天線、電磁吸收材料、隱型斗篷等。所以這也是一塊由光電、奈米、電信、物理與材料科學等相互交叉發展的領域。

近期無線通訊技術的蓬勃發展和大幅開放電信自由化，相關產業的需求與日劇增，各大企業紛紛投入這潛力無限的市場競爭中，也因此加速了無線通訊產業的進步腳步，許多相關的應用產品也有如雨後春筍般上市並融入人類生活中，其中個人通訊發展速度更是一日千里。然而因快速發展，社會多媒體訊息交流的急劇增加，為了因應大量的資料傳輸與多媒體，頻譜已逐漸匱乏，因此在有限的頻寬，如何才能創造更好的通訊品質便是現代無線通訊系統所面臨的最大議題。未來的無線通訊技術將藉由加強用戶端無線接取(radio access)能力，以期能提高頻譜效率及系統容量，並使系統運作更具彈性之需求。在上述的要求中，我們需要一個具有減少干擾的窄波束寬度及同時具有三維掃描功能的天線系統，即可增加通道容量和改善訊號品質、提供降低時間延遲與多重路徑衰退(multi-path fading)的影響、對干擾抑制或消除和提升發射效率與系統涵蓋範圍等。

一般實現二維波束掃描天線陣列的方法是利用二維輻射元件陣列，而通常二維輻射元件陣列的饋入網路較為複雜，這也是此方法所會遭遇的瓶頸。而洩漏波(leaky wave)天線相較於一般二維波束掃描天線陣列，擁有較簡易的饋入網路。

在洩漏波天線的設計上，除了希望能夠順利工作外，我們還希望可以設計出更小、性能更好、有更多不同特性來因應不同的需求。而後設材料中的複合左右手(composite right/left-handed, CRLH)傳輸線有很多不同以往的電磁特性，因此我們可以利用它來設計出更具應用價值的洩漏波天線。在本論文的第一個主題中，我們將利用快波區時會洩漏能量的特性，提出 CRLH 洩漏波天線，不但尺寸大幅縮小而且只用單片基板，還有很多不同以往傳統洩漏波的特性與功能，適合應用於其他通訊系統或微波電路之整合。另外，並將此天線應用於後面的切換波束掃描天線的設計。

本論文中，為了能符合輕薄短小與低姿態的潮流，我們將提出一個利用平面印刷電路板(printed circuit board)所實現的切換波束掃描天線，透過與論文前半段的一維 CRLH 洩漏波天線做整合，運用 PIN 二極體的導通狀況，來切換波束的方向。而整體提供了掃頻(frequency-scanning)及掃相(phase-scanning)的特性。其尺寸適中，適合應用在無線通訊系統之中，如 RFID 系統、智慧型天線及方向(DOA)估測。

1.2 論文架構

本論文將縮短化之 CRLH 洩漏波天線應用於切換波束掃描天線設計中，並利用 PIN 二極體設計出另一個平面的切換波束，便可在有限的三維空間中進行掃描及切換，論文內容將會清楚交代天線設計原理，並會針對所設計之切換波束掃描天線特性加以探討，以下為為五個章節做說明：

第一章 導論，簡單敘述本論文的研究動機與應用價值，並針對本論文內容摘要整理。

第二章 後設材料，內容簡介後設材料的發展歷史與應用及其優點。

第三章 CRLH 洩漏波天線，簡單介紹洩漏波天線的原理，接著設計出一個平衡式的電路單元，並介紹 TRL 校正法及萃取等效電路的原理以佐證此電路單元可正常工作，接著提出一維 CRLH 洩漏波天線，並在章節後半分析模擬與量測數據及相關討論。

第四章 三維掃描洩漏波天線，先簡介智慧型天線，再提出我們所設計的分波器及切換式移相器，並附上模擬與實作討論。最後在敘述本論文所提出的切換波束掃描

天線的架構、設計方法與切換過程。此天線是採用 PIN 二極體與控制電路來設計出移相功能，透過二極體的導通與否來切換波束方向，透過二天線輻射在平面可三個切換方位的切換波束天線，並在章節最後並附上模擬與實作量測結果與討論。

第五章 結論，說明本論文的結果與心得討論。



第二章 後設材料及洩漏波天線 (Metamaterial and Leaky-Wave Antenna)

2.1 後設材料

二十一世紀是尖端材料的時代，先進國家無不投入大量的研發人力與資源在研究尖端材料之電子結構、光學性質、生物反應、溫度影響、磁性與機械特性等。其中，後設材料(metamaterial)是 2000 年以後發展最迅速且備受學術界與產業界矚目的尖端材料之一。後設材料其實是一種由人工合成且具週期性結構之複合物，其特殊的電磁特性並不存在於自然界中。但由於微波通訊及半導體與奈米製程技術的發達，以人工設計的後設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，例如負折射物質、超級透鏡、准直聚焦天線、電磁吸收材料、隱型斗篷等。所以這也是一塊由光電、奈米、電信、物理與材料科學等相互交叉發展的領域。一般而言，材料的電磁特性有兩項重要參數，就是跟折射率 n 與阻抗 Z 有關的介電率 ϵ 與透磁率 μ 。左手材料(left-handed metamaterial, LHM)則是指在某頻率或波長帶的電磁波，其介電率 ϵ 以及透磁率 μ 均為負數的材料。當這兩個參數均為負值的時候，材料的折射率便為負值，根據馬克斯威爾(Maxwell)方程式，電磁波的進行方向剛好與右手法則相反，因此稱之為左手材料或負折射率材料(negative index metamaterial, NIM)。左手材料早在 1999 年即由英國倫敦帝國學院的 J. B. Pendry 在表面電漿共振研究中發現[1]。在 2000 年，由聖地牙哥加大的 R. A. Shelby 等人首先在微波波段實現了左手材料[2]，在偶後的幾年裡人造磁性響應 $\mu(\omega) < 0$ 的操作頻率推升至近紅外波段。

2.2 人造傳輸線

一般的傳輸線，即一般的右手傳輸線，其電路單元模型(unitcell model)為一個串聯電感以及一個並聯電容，如圖 2-1(a)所示。而左手傳輸線的電路單元模型則剛好相反，是一個串聯電容和一個並聯的電感，如圖 2-1(b)所示。但實際上，卻很難有純理論的左

手傳輸線，因為設計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，它們的影響隨著頻率的上升而增大。因此，CRLH 傳輸線才是一般左手材料屬性的架構。CRLH 傳輸線的電路單元模型如圖 2-1(c)所示，包含了一個右手電感(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)。

一般研究傳輸線，可從傳輸線的傳播常數(propagation constant)來做探討。而傳輸線的傳播常數為

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY'} \quad (2.1)$$

其中實部 α 及虛部 β 分別為衰減常數(attenuation constant)及相位常數(phase constant)，而 Z' 和 Y' 是單位長度的阻抗和導納(admittance)。如果我們考慮非損耗的傳輸線($R=0, G=0$)，我們便可忽略衰減常數 α ($\alpha=0$) 而只探討相位常數 β 。一般右手傳輸線的相位常數 $\beta_R = \omega\sqrt{C_R L_R}$ ，其值是正的且隨頻率做線性增加，可參考圖 2-2(a)。而左手傳輸線的相位常數 $\beta_L = -1/\omega\sqrt{C_L L_L}$ ，其值卻是負的且為非線性的，如圖 2-2(b)。我們也可以由圖 2-2 的相位常數對頻率作圖，也稱為色散圖(dispersion diagram)，看出右手傳輸線的群速度(group velocity, $v_g = \partial\omega/\partial\beta$)和相速度(phase velocity, $v_p = \omega/\beta$)是同向的，即 $v_g v_p > 0$ ，但是左手傳輸線卻是反向，即 $v_g v_p < 0$ 。而 CRLH 傳輸線則是很特別的同時具有左手與右手的特性。CRLH 傳輸線的相位常數：

$$\beta = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)}, \quad (2.2)$$

$$\text{其中 } s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{當 } \omega < \min\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \\ +1 & \text{當 } \omega > \max\left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}\right) \end{cases}$$

我們可以從圖 2-2(c)看出相位常數在低頻的時候受左手特性的影響所以為負的，而

在高頻時，受右手特性的影響而為正。且一般 CRLH 傳輸線在相位常數為零時，則會有產生帶隙(band-gap)，在這個頻率帶隙下波是不傳導的。一般我們稱有帶隙的 CRLH 傳輸線為非平衡狀態(unbalanced)。而當滿足 $L_R C_L = L_L C_R$ 這個條件時，只有一個頻率 ω_0 相位常數為零，而沒有帶隙，我們將此情形稱為平衡狀態(balanced)。一般平衡狀態有較多的優點，除了沒有帶隙外，因為阻抗不隨頻率變動，比起非平衡狀態可以在較寬的頻帶範圍內實現良好匹配。另外當相位常數為零時，電磁波在該頻率上的波長趨近於無窮大。當頻率小於 ω_0 ，相位常數就小於零，是相位領先的，該結構出現左手特性；而當頻率大於 ω_0 ，相位常數大於零，相位是落後的，該結構屬於右手特性。

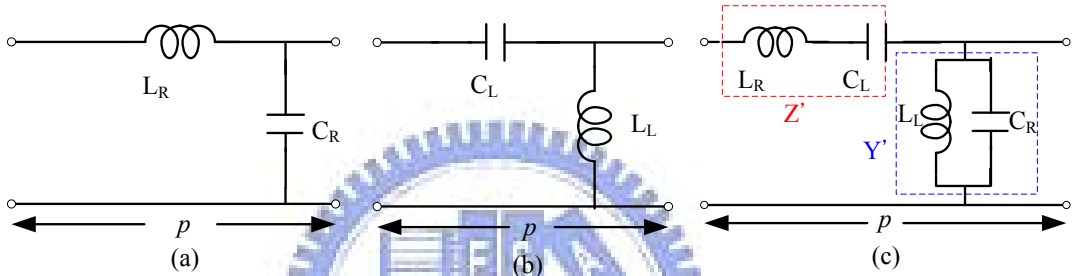


圖 2-1 電路單元模組(a)右手傳輸線 (b)左手傳輸線 (c)CRLH 傳輸線

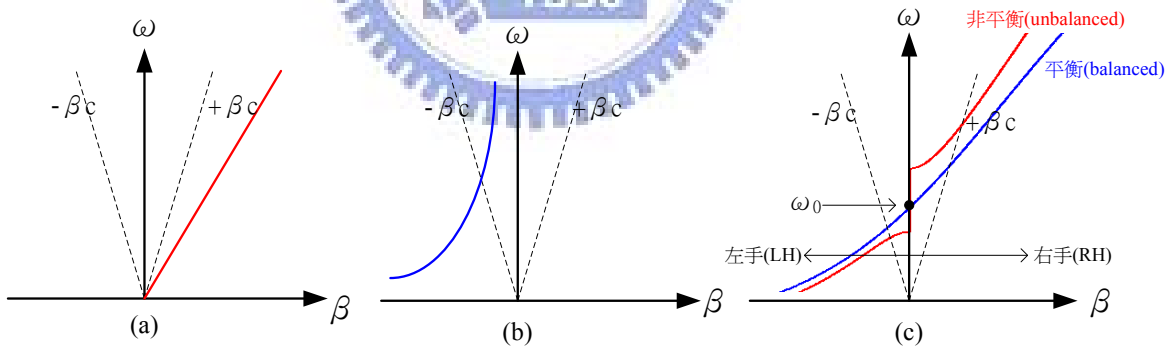


圖 2-2 色散圖(a)右手傳輸線 (b)左手傳輸線 (c)CRLH 傳輸線

而從傳輸線的特徵阻抗(characteristic impedance)和本質阻抗(intrinsic impedance)之觀點可推導出介電係數以及磁導係數如下

$$\begin{cases} \mu = \frac{Z'}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \\ \epsilon = \frac{Y'}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \end{cases} \quad (2.3)$$

在 2.3 式中，可得知在特定頻段的介電係數和磁導係數為正；而在某些頻段的介電係數和磁導係數為負。這表示所設計的 CRLH 傳輸線同時具有左手及右手的特性，也證明說 CRLH 傳輸線具有超穎材料的性質。當然 CRLH 傳輸線在左手特性的時候為負的折射率(index of refraction)，在右手特性時為正的折射率。



圖 2-3 左手材料的周期性結構(SRRs)[2]

2.3 實現人造傳傳線

微波電路的設計是從 2001 年美國聖地牙哥加州大學的 David Smith 等物理學家根據 Pendry 等人的建議，提出了具有諧振型結構的左手材料，此種左手材料是由細金屬導線陣列和金屬諧振環組合而成的複合材料，首次創造出在微波波段有負介電常數與負磁導係數的物質，即當時做出來的開路環型共振器(Split-ring resonator, SRR)[2]，如圖 2-3 所示。其中細金屬導線產生負的磁導係數，而金屬諧振環提供負的介電係數。但由於該結構的尺寸和損耗都較大，而且工作頻寬較窄，因此很難在微波及毫米波電路中獲得廣泛的應用。而在 2002 年美國加州大學，T. Itoh 和 C. Caloz 等人提出用傳輸線結構來實現左手材料特性的新理念。

目前，實現 CRLH 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)。利用集總元件來實現 CRLH 傳輸線主要是利用一種叫表面附著技術(surface-mount technology, SMT)。它是採用一些非

色散或弱色散性質的電感、電容元件來實現。一般用集總元件來設計的電路無論是分析或者模擬都較快速和簡單，且集總元件可輕易得到的，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很不理想，且集總元件的值是離散的，它並不能設計出特定的值，當然對於一些輻射應用也並不適用。而另一種散佈式元件方法主要是透過微帶線(microstrip)、帶線(stripline)、共平面波導(coplanar waveguide)或者一些其它技術來實現。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，可以設計出任意值來實現於任意頻率，且該結構可以進行一維、二維甚至三維空間的電磁波傳播，因而從某種程度上來說此種方法更加類似於實現真正意義上的左手材料。

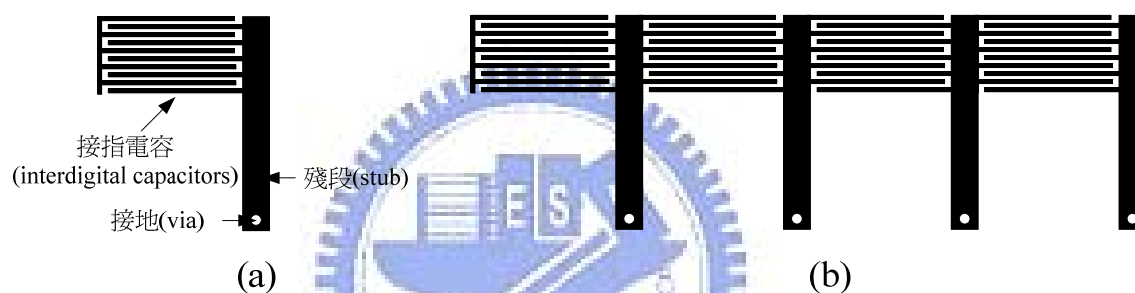


圖 2-4 CRLH 傳輸線(a)電路單元(b)一維週期排列

圖 2-4 為一個用來實現一維 CRLH 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)透過微帶線來呈現。這個結構的電路單元就如同圖 2-1(c)的電路模組一樣，接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，而在交指電容上流動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 CRLH 傳輸線的電路單元。我們把電路單元串在一起，便可實現成傳輸線，如圖 2-4(b)。這個電路就是由 T. Itoh 和 C. Caloz 等人所設計，可成功實現出有後設材料性質之傳輸線且在一維的空間傳播能量。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，中間頻段則會因不平衡而有帶隙產生。

2.4 人造傳輸線之應用

人造傳輸線的建立，開啟了微波領域新的研究方向，人造傳輸線在各種被動元件的應用由如雨後春筍般的被提出。目前為止，其應用大致分為三類：導波(guided wave)、輻射以及折射三大方向。

CRLH 傳輸線應用在導波上有很多令人驚艷的特性，這些特性像是雙頻操作、增加頻寬、多層緊密結構(super-compact multilayer architecture)、任意耦合強度以及負的與零階共振(zero-order resonance)。

雙頻操作主要可以用來設計移相器(phase shifter)、枝幹耦合器(branch line coupler)、維爾京森分波器(Wilkinson power divider)或混波器(mixer)等微波電路[3]，其原理是因 CRLH 傳輸線的傳播常數和頻率為非線性的關係，透過設計後可使特徵阻抗匹配於任意雙頻，而達到雙頻微波電路的操作。而增加頻寬主要是在某個具有兩條右手傳輸線架構的情況下去研究它們的相位移。若將其中一條右手傳輸線改為 CRLH 傳輸線，而另一條不變，那麼便可發現最大的頻寬將會出現在右手傳輸線與 CRLH 傳輸線的相位移斜率相近的地方。相位移斜率相近，傳輸線的相位差就固定，如此便可實現一個很寬頻的微波電路，這原理可以應用在鼠競器或稱為環型分合波器(rat-race coupler)等微波電路[4]。接著要介紹多層緊密縮小結構-垂直的傳輸線。這不像之前所介紹的微波電路是利用接指電容和殘段電感所設計的平面式 CRLH 傳輸線，波是在介質層平面傳導，而是在垂直於介質層傳播。這樣的設計，可以使 CRLH 傳輸線結構更加緊密而縮小。再來我們要介紹任意耦合強度的耦合線耦合器(coupled-line couplers, CLCs)。傳統的耦合線耦合器存在著寬頻的優點，通常可以達到大於 25%的工作帶寬，但是其耦合強度卻很低，一般小於 -10dB。而傳統的枝幹耦合器像是直交(90°)分合波器或是鼠競器在 3dB 耦合下卻有著窄頻，一般小於 10%。而常用的藍基耦合器(lange coupler)可以滿足寬頻帶與高耦合的要求，但是該結構卻因跳線(bonding wires)複雜可能產生寄生效應而不適用於高頻。利用左手材料的後向傳波特性的，可以設計新型不對稱定向耦合器[5]，其頻寬大於 50%，並且可以透過改變傳輸線材料中單元的個數或者耦合線的間隙來獲得任意耦合度，甚至可以

得到 0dB 的耦合量。且與傳統的右手不對稱定向耦合器相比，其尺寸大為減小。最後我們要探討用在導波上的最後一個特性，負的以及零階共振。之前的介紹都是在傳輸線末端接上匹配的附載，但若不接上附載而是將它開路(open)或短路(short)，就會產生駐波(standing waves)而變成共振器。傳統右手傳輸線只會有正的共振點，但 CRLH 傳輸線卻可以產生負的以及零階共振。零階共振的應用很多，不但可以縮小面積，也可以利用無限大波長的特性做多埠分波器。

最常見的輻射應用就是天線，而利用 CRLH 傳輸線可以設計出零階共振天線以及洩漏波(leaky-wave, LW)天線。零階共振天線就如同上段所說的利用零階共振點來做出零階共振天線[6]，且零階共振天線有一個最大的優點就是所占面積會小很多。因為零階共振天線是在相位常數為零時輻射，其波長是無窮大，並沒有一般微帶天線要二分之波長的限制，其大小只設限於電路單元所需要的電感電容值，所以面積可以大大的縮減。當然也可以利用零階共振做出雙頻天線，利用零階與一階或者利用負一階與正一階。正負一階做出來的天線其兩種特性幾乎完全相同，不論是特徵阻抗、天線場型或者是其他參數，唯獨增益部分負階會較小。而另一項是利用左手材料在平衡條件時，在快波區有能量洩漏的特性而設計成的洩漏波天線。

在折射應用方面，我們知道 CRLH 傳輸線可以有負折射的現象，因此可以將它利用在光學方面，設計出負折射透鏡，也可以研究它在微波成象、極化偏振器和極化天線的可能應用。

最後，利用左手材料的特性，可以設計出很多的微波電路，這些電路都具有一些不同於普通同類型微波電路的電磁特性。這些都可以讓我們知道人造傳輸線的應用是非常具有前景的，科學家們也努力往這方面做深入的研究。

2.5 洩漏波天線

操作於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。微帶洩漏波天線，最早是由 W. Menel 於

1979 年所提出[7]。1986 年，Oliner 教授及 Lee 博士精確的推導出微帶線上高階模橫向共振之傳播及輻射特性的公式，使得微帶洩漏波天線設計更加的系統化[8]。微帶洩漏波天線基本上為一微帶線的結構，且沿著長度方向輻射功率。因此個別的洩漏波天線可近似為一個連續的線源(line-source)天線和洩漏傳輸線的結合。

在近幾年來，由於後設材料的崛起在天線領域也掀起一片熱潮。CRLH 洩漏波天線[9]相較於傳統洩漏波天線有二個主要的優點。第一，因為 CRLH 洩漏波天線的工作模態包括了輻射(快波)區和導波(慢波)區，相較於 RH 結構而言主模永遠都是導波區，需在高階模態才可達到輻射的效果，但是為了激發高階模態需要較複雜及較沒有效益的激發。第二，CRLH 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° 到 90° 的範圍內進續掃描，而傳統的天線並不能向後輻射，因為它相位常數大於零。同時也不能垂向(broadside)輻射，因為相位常數為零時群速度也為零。



第三章 複合左右手洩漏波天線

(Composite Left/Right-Handed Leaky-Wave Antenna)

3.1 基本原理

在第二章中，已了解到 CRLH 洩漏波天線優於傳統洩漏波天線之相關特點。亦是本研究動機的重要因素之一。

藉由 CRLH 洩漏波天線操作頻率小於或大於過渡頻率 ω_0 即可達到從前向到後向的掃描。參考圖 3-1，CRLH 洩漏波天線在 II 區時可向後輻射，即工作於左手區域，而在 III 區則是向前輻射，最工作於右手區域。CRLH 洩漏波天線操作於 ω_0 ，則輻射方向為垂直水平，因為在平衡 CRLH 傳輸線 β 為零時，群速度不為零。

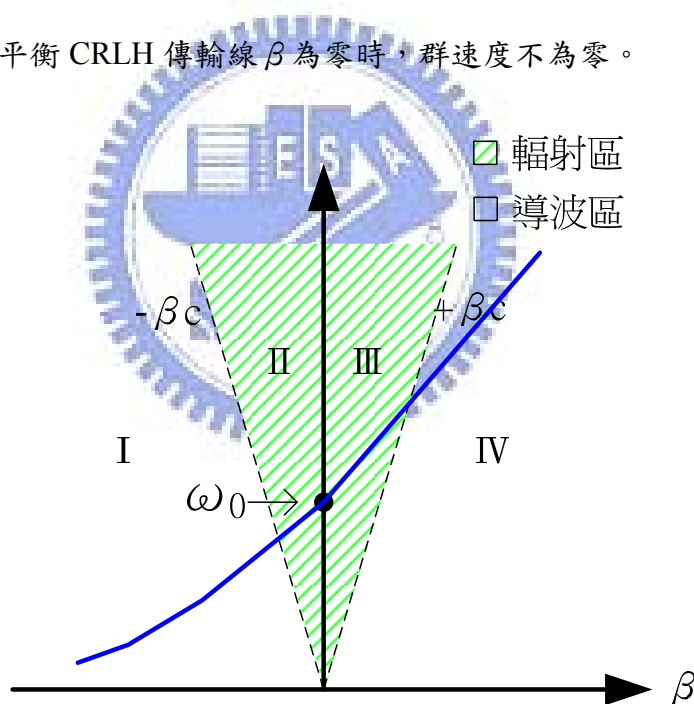


圖 3-1 區分輻射區及導波區之色散圖

在自由空間中，有一往 z 方向之行進波 $u(x, z)$ ，若介質或其它導波架構位於 $x=0$ 且在 $+x$ 方向的空間為無限大，而電場 $u(x, z)$ 則會滿足靜場波動方程式如式 3.1 所示。

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) u(x, z) = 0 \quad (3.1)$$

我們則可得知一解滿足其方程式，如下式所示：

$$u(x, z) = e^{-jpx - j\beta z}, \quad (3.2)$$

將式 3.2 代入式 3.1 即可得到下列之條件：

$$p^2 + \beta^2 = k^2, \quad (3.3)$$

一般的 p 和 β 為複數，讓 $p = p_r - j\alpha_i$ 及 $\beta = \beta_r - j\alpha$ 且代入式 3.3 中，可得到

$$p_r^2 - \alpha_i^2 + \beta_r^2 - \alpha^2 = k^2, \quad (3.4)$$

$$p_r \alpha_i + \beta_r \alpha = 0. \quad (3.5)$$

使用式 3.5 我們可以得知等幅平面與等相位平面互相垂直。我們將式 3.2 重寫

$$u(x, z) = e^{-j(p_r x + \beta_r z) - (\alpha_i x + \alpha z)} = e^{-j\bar{k}_r \cdot \bar{r} - \bar{\alpha} \cdot \bar{r}}, \quad (3.6)$$

其中等相平面為 $\bar{k}_r \cdot \bar{r} = \text{常數}$ ， $\bar{k}_r = p_r \hat{x} + \beta_r \hat{z}$ ， $\bar{r} = x \hat{x} + z \hat{z}$ ，等幅平面為 $\bar{\alpha} \cdot \bar{r}$ ， $\bar{\alpha} = \alpha_i \hat{x} + \alpha \hat{z}$ 。

所以等相平面與 \bar{k}_r 垂直和等幅平面與 $\bar{\alpha}$ 垂直。根據式 3.5 我們也可得知 \bar{k}_r 與 $\bar{\alpha}$ 互相垂直，也就是等相平面與等幅平面互相垂直，如圖 3-2。



圖 3-2 複雜波(complex wave)

現在考慮輻射(快)波沿著表面傳播；快波即相速度(ω/β_r)大於光速。一般而言，沿著+Z 方向傳播之能量必衰減，即是 $\alpha > 0$ 且根據式 3.5 可知 $p_r \alpha_i$ 為負。若出走(outgoing)波沿+X 傳播，則 p_r 為正也可推得 α_i 為負。 α_i 小於零代表波的振幅在+X 方向以指數方式增加，但是在+Z 方向波的振幅以指數方式減少，如圖 3-3。因此此種特性的行進波稱為洩漏波，亦指能量從傳輸線表面洩漏。[10]

從簡單的幾何可知主要輻射角為

$$\beta_z = k \sin \theta_c \quad (3.7)$$

而從圖 3-3 和式 3.7 中洩漏波只存在部分空間，並非所有空間都存在洩漏波。[10]

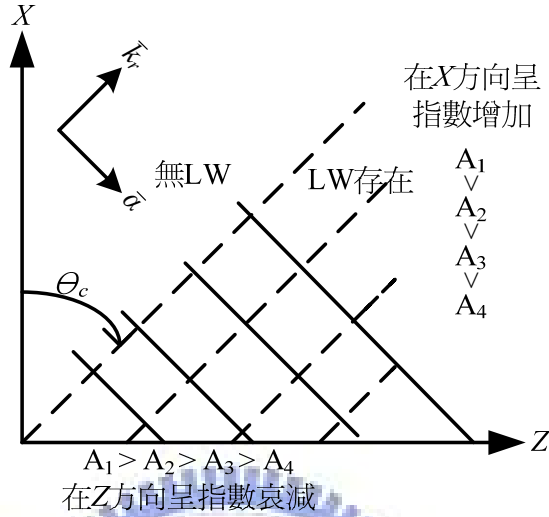


圖 3-3 洩漏波

3.2 電路單元

在前節中已簡單介紹洩漏波天線的原理。而在[9]和[11]中，整個CRLH洩漏波天線長度仍與傳統洩漏波天線長度都需要4~5波長，皆因洩漏常數(leakage constant)較低的關係，而本設計即是針對此點進行設計長度較短之CRLH洩漏波天線。

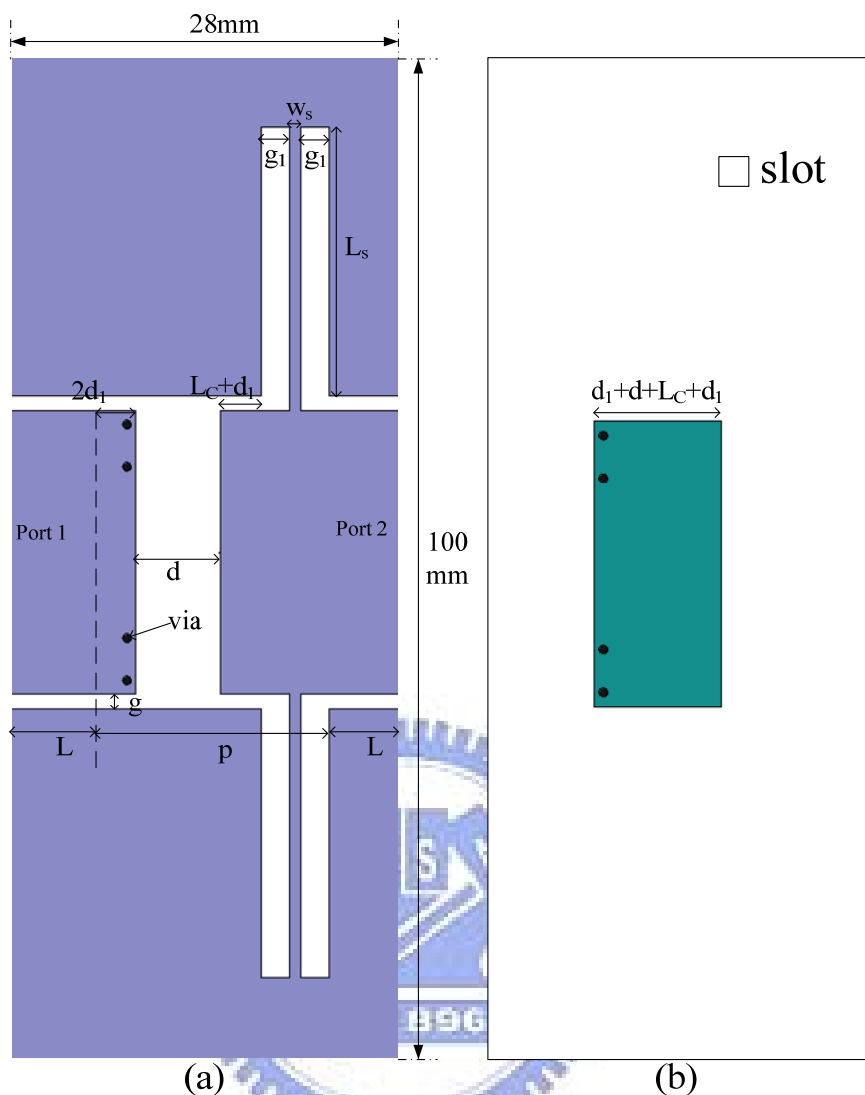


圖 3-4 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖

在[9]及[11]皆使用微帶線結構使得洩漏常數低，乃因只有一輻射面且大部分之能量儲存在介質不易洩漏至空間中的原故。電路單元的長度過長而造成輻射電阻(radiation resistance)過小，也就是說洩漏常數過低[12]。故本論文提出之電路單元具有洩漏常數較高的特性。電路單元是使用共平面波導(coplanar waveguide, CPW)之傳輸結構及整體電氣長度較短的電路單元來實現洩漏常數較高的特性。且因此電路單元之洩漏常數較高的原故，而等效電路中的串聯電阻及並聯電導均不可忽略。

接下來要我們使用 Rogers RT/Duroid 5880 的基板，其基板厚度為 1.5748mm、介電係數為 2.2 及損耗正切(loss tangent)為 0.0009 亦損耗相當低，來實現 CLRH 傳輸線。在圖 3-4(a)(b)中，使用金屬-絕緣體-金屬(metal-insulator-metal, MIM)電容實現左手原理等

效電路的串聯電容，並非是交指(interdigital)電容，因交指電容所需的線寬過細而無法實現且在相同的電容值設計下，MIM 電容所需的面積會比較小及 MIM 電容對非主模態具好較高的免除能力[14]。左手原理等效電路的並聯電感則是透過傳輸線接地來達到左手原理等效電路中的電感之效果且此傳輸線架構為共平面波導，故接地只需在同一平面即可辨到無需過孔(via)接地。圖 3-4 的相關參數之值列在表 3-1 中，其中共平面波導傳輸線特徵阻抗為 50Ω ，其傳輸線之寬度仍藉由 AWR TXLINE 2003 來計算之，並得到傳輸線寬度為 10mm 及與接地之間距離為 0.5mm。而整體之長度則為電路單元之週期 p 加傳輸線長度 L 為 28mm。整體電路的尺寸為 28mm \times 100mm。

參數名稱	接地傳輸線			傳輸線及 MIM 電容					過孔	
	L_s	w_s	g_1	d_1	L_c	d	g	L	radius	height
對應值	9.5mm	0.4mm	1mm	0.6mm	0.8mm	3mm	0.5mm	10mm	0.15mm	62mil

表 3-1 電路單元之相關參數

且因電路單元之洩漏常數較高的原故，而等效電路中串聯電阻及並聯電導均不可忽略，如圖 3-5。若忽略電阻及電導則相位常數如式 2.2 所示，但式 2.2 僅能表示低洩漏常數或低輻射，而不能表示高洩漏常數，故式 2.2 在此不成立。我們回到基本的式 2.1 便可得知洩漏常數及相位常數之公式。

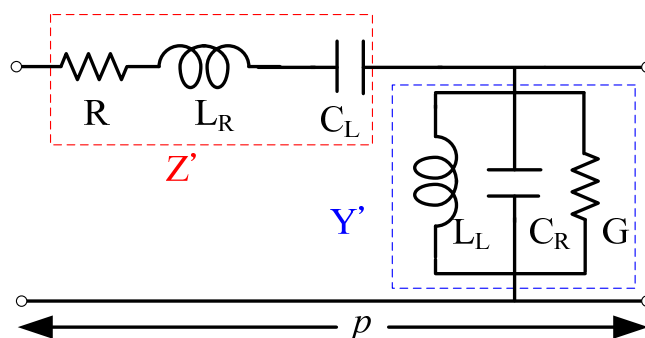


圖 3-5 電路單元等效電路

3.3 電路單元模擬與量測分析

前面介紹完一維 CRLH 洩漏波天線的原理以及架構後，接著來看模擬以及實作結果，來驗證電路單元的相關參數。我們將電路單元的平衡頻率設計在 3.5GHz。本研究我們採用全波電磁數值模擬之 Ansoft HFSS 來進行模擬分析，而實作量測則以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數對頻率的數據量測。如圖 3-6 所示，除了電路單元之外分別在兩端口加上額外的傳輸線，此傳輸線的目的地是為了避免在接頭產生的高階模態影響電路單元，而在量測時需作 De-embedding 之技術才可得到電路單元之散射參數。

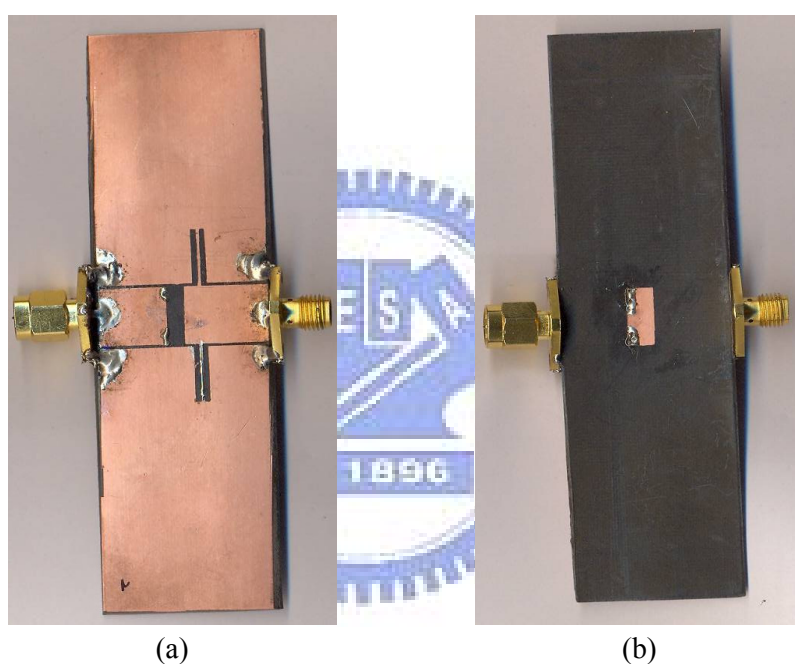


圖 3-6 電路單元(a)俯視圖(b)仰視圖

3.3.1TRL 校準

向量網路分析儀可以利用校準來將誤差項消除但是校準完成之後其參考平面(即待測元件之量測平面)往往和待測物的真正參考平面不同，如圖 3-7。

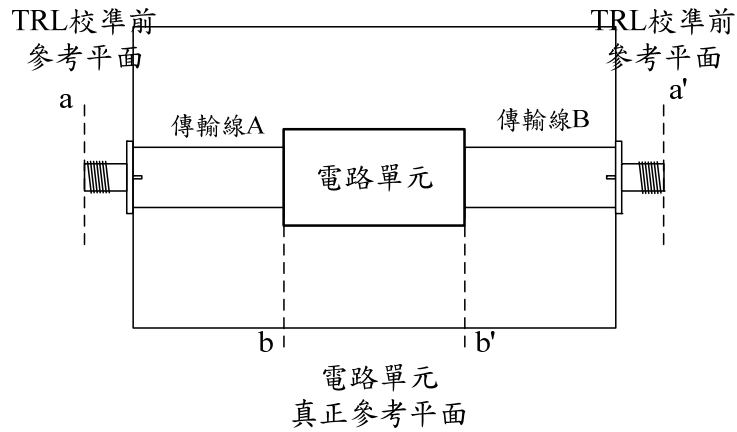


圖 3-7 實測示意圖

欲量測電路單元的散射參數，我們做完網路分析儀校準後其參考平面是在 aa' ，但真正電路單元散射參數的參考平面是 bb' ，若要將 aa' 移到 bb' 則必需靠 De-embedding 的技術。故我們使用 TRL(thru-reflect-line)校準以觀察電路單元的散射參數。

TRL 校準就是短路、反射及加傳輸線校準，所以我們必需另外準備三個待測電路分別是短路、開路及傳輸線，如圖 3-8。

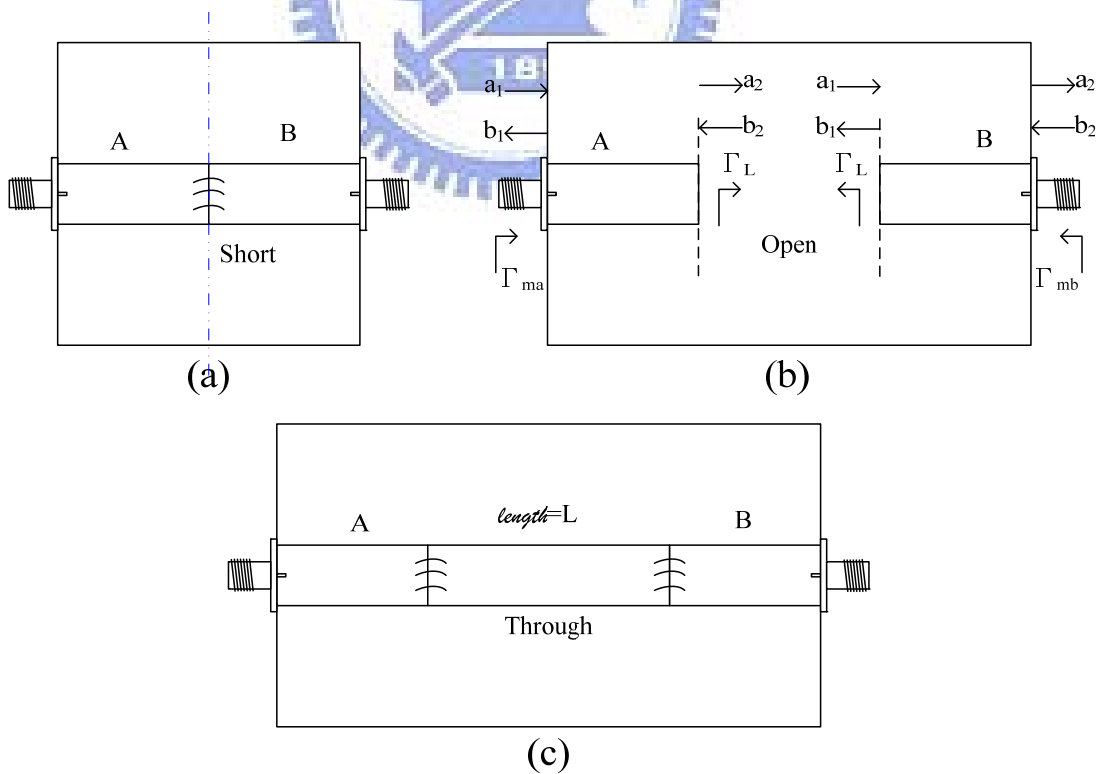


圖 3-8TRL 電路(a)短路(b)開路(c)加傳輸線

圖 3-8(a)(c)的 T 參數分別為 $[T_{AB}] = [T_A][T_B]$ 及 $[T_{ALB}] = [T_A][T_L][T_B]$ ， $[T_A]$ 是傳輸線 A 的 T 參數， $[T_B]$ 是傳輸線 B 的 T 參數， $[T_L]$ 是額外傳輸線的 T 參數。現在定義一個新的矩陣

$$[M] = [T_{ALB}][T_{AB}]^{-1} = [T_A][T_L][T_B][T_B]^{-1}[T_A]^{-1} = [T_A][T_L][T_A]^{-1}, \quad (3.8)$$

新加的一段和 A、B 段為完全相同的傳輸線故應該沒有反射。 $[M][T_A]$ 則為

$$[M][T_A] = [T_A][T_L] = \begin{pmatrix} M_1 & M_2 \\ M_3 & M_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma L} \end{pmatrix}。$$

我們將上式矩陣乘開，得到

$$M_1 T_{A1} + M_2 T_{A3} = T_{A1} e^{-\gamma L}, \quad (3.9)$$

$$M_3 T_{A1} + M_4 T_{A3} = T_{A3} e^{-\gamma L}, \quad (3.10)$$

$$M_1 T_{A2} + M_2 T_{A4} = T_{A1} e^{-\gamma L}, \quad (3.11)$$

$$M_3 T_{A2} + M_4 T_{A4} = T_{A4} e^{-\gamma L}。 \quad (3.12)$$

由式 3.9 及式 3.10

$$\frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{M_2}{e^{-\gamma L} - M_1} = \frac{e^{-\gamma L} - M_4}{M_3}, \quad (3.13)$$

$$e^{-2\gamma L} - e^{-\gamma L}(M_1 + M_4) + (M_1 M_4 - M_2 M_3) = 0。 \quad (3.14)$$

同法，由 3.11 及式 3.12

$$\frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{M_2}{e^{-\gamma L} - M_1} = \frac{e^{-\gamma L} - M_4}{M_3}, \quad (3.15)$$

$$e^{+2\gamma L} - e^{+\gamma L}(M_1 + M_4) + (M_1 M_4 - M_2 M_3) = 0。 \quad (3.16)$$

由式 3.14 及式 3.16 吾人可以看出， $e^{-\gamma L}$ 及 $e^{+\gamma L}$ 為

$$e^{\pm\gamma L} = \frac{(M_1 + M_4) \pm \sqrt{(M_1 + M_4)^2 - 4(M_1 M_4 - M_2 M_3)}}{2}。 \quad (3.17)$$

假若二個傳輸線 A、B 分別接上相同的反射數 Γ_L ，如圖 3-8(b)開路電路。 Γ_{ma} 及 Γ_{mb}

表量測到的反射係數，下式為傳輸線 A 的 T 參數表示式

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix}_A &= \begin{pmatrix} T_{A1} & T_{A2} \\ T_{A3} & T_{A4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}_A = T_{A4} \begin{pmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}_A, \\ \Rightarrow \Gamma_{ma} &= \frac{A_1 a_2 + A_2 b_2}{A_3 a_2 + b_2} = \frac{A_1 \Gamma_L + A_2}{A_3 \Gamma_L + 1}. \end{aligned} \quad (3.18)$$

我們令

$$R_1 = \frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{A_1}{A_3}, \quad (3.19)$$

$$R_2 = \frac{T_{A2}}{T_{A4}} = A_2. \quad (3.20)$$

由式 3.13 及式 3.15，得到

$$\begin{cases} R_1 = \frac{T_{A1}}{T_{A3}} = \frac{e^{-\gamma L} - M_4}{M_3} = \frac{M_2}{e^{-\gamma L} - M_1}, \\ R_2 = \frac{T_{A2}}{T_{A4}} = \frac{e^{+\gamma L} - M_4}{M_3} = \frac{M_2}{e^{+\gamma L} - M_1} \end{cases},$$

因 $e^{-\gamma L}$ 、 $e^{+\gamma L}$ 、 M_1 、 M_2 、 M_3 及 M_4 均為已知，故 R_1 及 R_2 可得。而由式 3.18 可得

$$A_1 = \frac{\Gamma_{ma} - R_2}{\Gamma_L \left(1 - \frac{\Gamma_{ma}}{R_1} \right)}. \quad (3.21)$$

其中除了 Γ_L 之外，其它變數均為已知。而同樣的方法用在傳輸線 B

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix}_B &= \begin{pmatrix} T_{B1} & T_{B2} \\ T_{B3} & T_{B4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}_B = T_{B4} \begin{pmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}_B, \\ \Rightarrow \begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix}_B &= \frac{1}{\Gamma_L} = \frac{B_1 a_2 + B_2 b_2}{B_3 a_2 + b_2} = \frac{B_1 + B_2 \Gamma_{mb}}{B_3 + \Gamma_{mb}}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

而如圖 3-8(a)電路的 T 參數改寫成

$$\begin{cases} [T_{AB}] = \begin{pmatrix} T_{AB1} & T_{AB2} \\ T_{AB3} & T_{AB4} \end{pmatrix} = T_{AB4} \begin{pmatrix} AB_1 & AB_2 \\ AB_3 & 1 \end{pmatrix} \\ [T_B] = [T_A]^{-1} [T_{AB}] = T_{B4} \begin{pmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & 1 \end{pmatrix}, \\ [T_A]^{-1} = \frac{1}{T_{A4} (A_1 - A_2 A_3)} \begin{pmatrix} 1 & -A_2 \\ -A_3 & A_1 \end{pmatrix} \end{cases},$$

所以 $[T_B]$ 可改寫成

$$[T_B] = \frac{T_{AB4}}{T_{A4}(A_1 - A_2A_3)} \begin{pmatrix} 1 & -A_2 \\ -A_3 & A_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} AB_1 & AB_2 \\ AB_3 & 1 \end{pmatrix} = T_{B4} \begin{pmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & 1 \end{pmatrix}。$$

將上式相乘後，觀察第四個元素，我們得知

$$(-A_3AB_2 + A_1) \frac{T_{AB4}}{T_{A4}(A_1 - A_2A_3)} = T_{B4}，$$

進而可推得下列三式

$$B_1 = \frac{AB_1 - R_2AB_3}{A_1 \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)}， \quad (3.23)$$

$$B_2 = \frac{AB_2 - R_2}{A_1 \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)}， \quad (3.24)$$

$$B_3 = \frac{AB_3 \frac{AB_1}{R_1}}{A_1 \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)}。 \quad (3.25)$$

從式 3.21 及 3.22 中，我們可推得

$$\frac{A_1}{B_1} = \frac{(\Gamma_{ma} - R_2) \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \Gamma_{mb}\right)}{\left(1 - \frac{\Gamma_{ma}}{R_1}\right) (B_3 + \Gamma_{mb})}， \quad (3.26)$$

將式 3.23 中的 B_1 代入式 3.26 即可得

$$A_1 = \pm \sqrt{\frac{(\Gamma_{ma} - R_2) \left(1 + \frac{B_2}{B_1} \Gamma_{mb}\right) (AB_1 - R_2AB_3)}{(\Gamma_{mb} + B_3) \left(1 - \frac{\Gamma_{ma}}{R_1}\right) \left(1 - \frac{AB_2}{R_1}\right)} }， \quad (3.27)$$

其中各項： (B_2/B_1) 、 B_3 、 Γ_{ma} 、 Γ_{mb} 、 R_1 、 R_2 、 AB_2 和 AB_3 均為已知，所以 A_1 可以求得。

然後我們即可得出下列式子：

$$(M) = (T_A)(T_{unitcell})(T_B) = TA_4TB_4(A)(T_{unitcell})(B)，$$

$$(T_{unitcell}) = (A)^{-1}(A)(T_{unitcell})(B)(B)^{-1} = (T_A)^{-1}(M)(T_B)^{-1}，$$

$$(T_{unitcell}) = \frac{(A)^{-1}(M)(B)^{-1}}{TA_4TB_4} \quad (3.28)$$

所以電路單元的 T 參數可從式 3.28 中得知，即得知電路單元的 T 參數也可經過轉換而得到散射參數。

3.3.2 電路單元之散射參數和色散圖

圖 3-9 為電路單元之反射損耗(return loss)的模擬與量測圖，兩個數值全經過 De-embedding。我們可以從此圖看出模擬與量測的曲線幾乎一致。

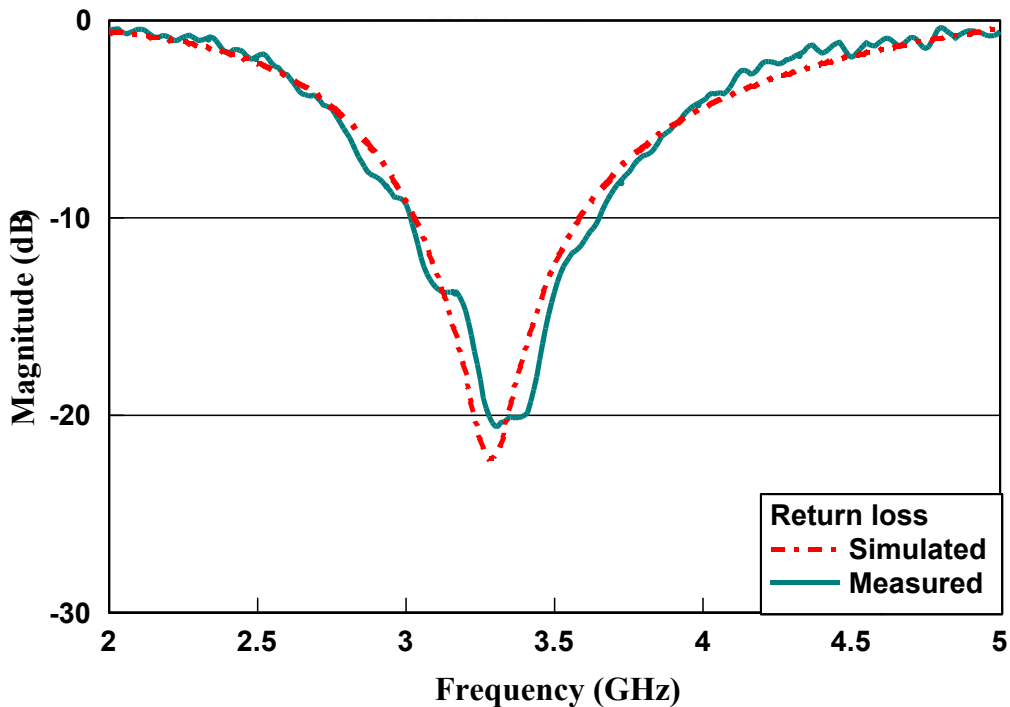


圖 3-9 電路單元之反射損耗

要得知色散圖(dispersion diagram)，我們得先知道如何取得相位常數對頻率的色散圖。從式 2.1 中可以知道傳播常數與電路間的關係，其中傳播常數包含了衰減常數與相位常數。一個電路我們可以經量測得知它的散射參數，再透過數學運算，便也能利用散射參數來表示電路單元的傳播常數，取其虛部就能得到相位常數對頻率的關係了，參考式 3.29。

$$\beta p = \text{Im} \left\{ \cosh^{-1} \left(\frac{1 - S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right) \right\} \quad (3.29)$$

圖 3-10 為電路單元之色散圖的模擬與量測圖，兩個數值全經過 De-embedding。我們可以清楚的得知平衡頻率點為 3.5GHz，而在輻射區(相速度大於光速)的頻段為 2.75 GHz~3.9 GHz，所以 2.75 GHz~3.5 GHz 為左手洩漏波天線的範圍，3.5 GHz~3.9 GHz 則是右手洩漏波天線的範圍。

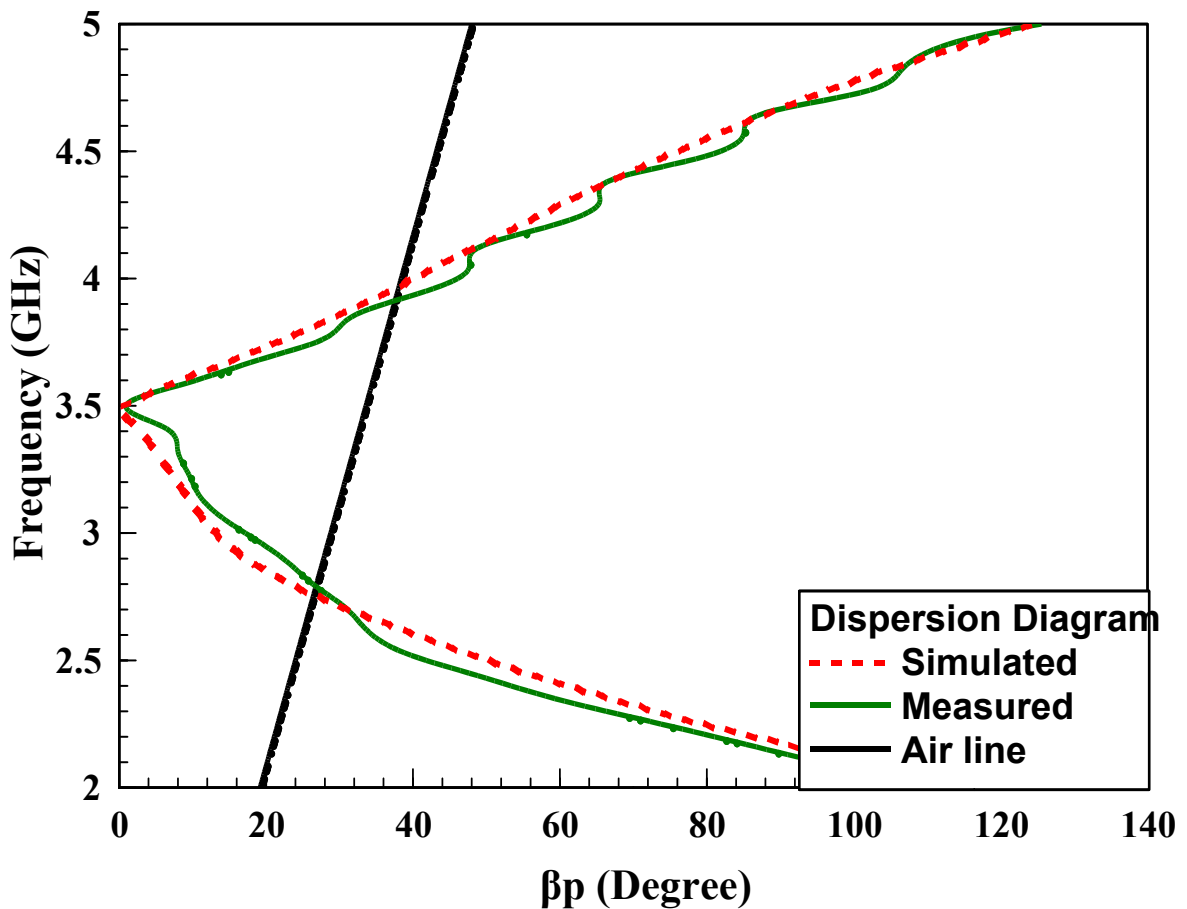


圖 3-10 電路單元之色散圖

3.4 萃取電路單元之等效電路

在這一小節中我們要探討如何萃取出等效電路，有了等效電路做驗證，那麼我們的理論與設計才會更完整。首先來看圖 3-11，所設計之電路單元等效架構為 π 模型加上 T

模型，因為這樣的模型才可得較精確的等效電路。這些模型之參數是由電阻、電感及電容所組成的。我們將透過一些簡單的數學運算，將等效電路的電阻值、電感值及電容值萃取出來，再透過觀察其散射參數是否相同來做根據，搭配相位常數對頻率的色散圖，來驗證所萃取出來的等效電路是否正確，如此也可以觀察到所設計的 CRLH 洩漏波天線之電路單元是否工作在輻射區的頻帶下。

在介紹萃取等效電路方法之前，要先知道如何取得相位常數對頻率的色散圖。我們可透過式 3.29，就可從任意電路中得到所要的色散圖。

我們先將電路單元簡化分為二個部分，第一部分為 MIM 電容而第二部分則是傳輸線接地電感，如圖 3-12。我們將 MIM 電容等效為 π 模型電路，而接地電感部分則等效為 T 模型電路。

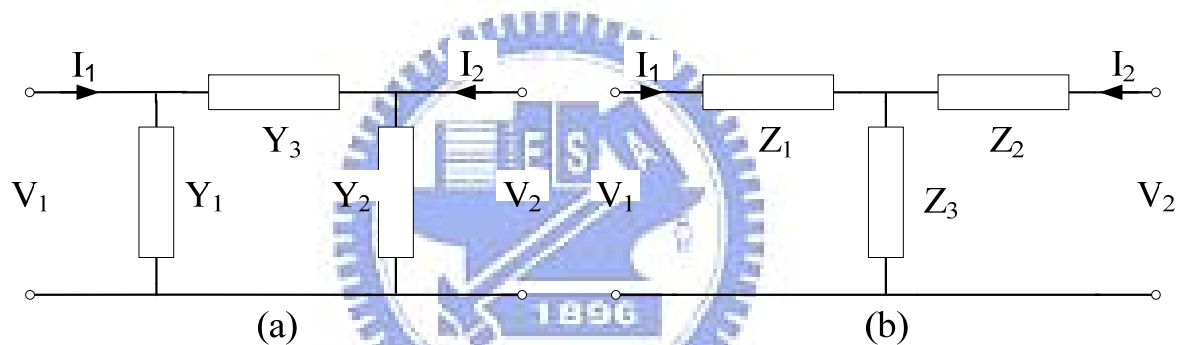


圖 3-11 等效電路模型(a) π 模型(b)T 模型

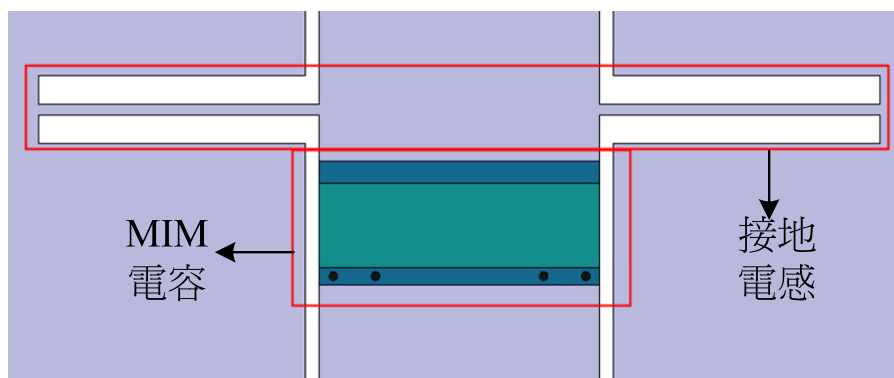


圖 3-12 電路單元

現在我們考慮圖 3-11(a)的模型，並使用 Y 參數來推導 Y_1 、 Y_2 及 Y_3 之導納值進而可得知其電感及電容值。 π 模型之 Y 參數如下式：

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_3 & -Y_3 \\ -Y_3 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix},$$

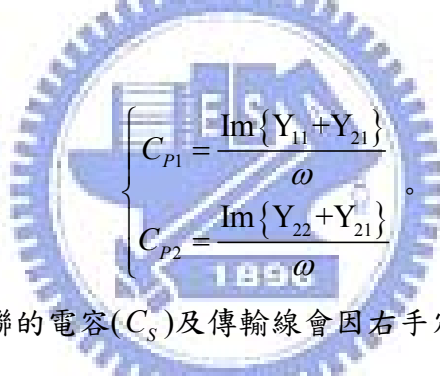
而我們可由上式得知

$$\begin{cases} Y_1 = Y_{11} + Y_{21} \\ Y_2 = Y_{22} + Y_{21} \\ Y_3 = -Y_{21} \end{cases} \quad (3.30)$$

在 MIM 架構模型中，並沒有任何傳輸線接地，所以 Y_1 及 Y_2 可視為右手定理產生之電容，而且 Y_1 及 Y_2 之實數部分幾乎為零，故我們可以將之忽略。我們可由電學的基本觀念及式 3.30，得知下式：

$$\begin{cases} \text{Im}\{Y_1\} = \omega C_{P1} = \text{Im}\{Y_{11} + Y_{21}\} \\ \text{Im}\{Y_2\} = \omega C_{P2} = \text{Im}\{Y_{22} + Y_{21}\} \end{cases},$$

我們並可推得



$$\begin{cases} C_{P1} = \frac{\text{Im}\{Y_{11} + Y_{21}\}}{\omega} \\ C_{P2} = \frac{\text{Im}\{Y_{22} + Y_{21}\}}{\omega} \end{cases} \quad (3.31)$$

因 MIM 架構會提供串聯的電容 (C_S) 及傳輸線會因右手定理則是提供串聯的電感 (L_S)，所以 Y_3 則是由電感及電容組成之串聯電路。得知 $1/Y_3 = -1/Y_{21} = R_S + j\omega L_S - j/\omega C_S$ ，因電阻值小，所以我們忽略實部。我們取 $1/Y_3$ 之虛部，可得

$$\text{Im}\left\{\frac{-1}{Y_{21}}\right\} = \omega L_S - \frac{1}{\omega C_S} \quad (3.32)$$

將式 3.32 對 ω 作偏微分，並乘上 ω ，如式 3.33。

$$\omega \frac{\partial(3.32)}{\partial \omega} = \omega L_S + \frac{1}{\omega C_S} \quad (3.33)$$

利用式 3.32 及式 3.33 解聯立方程式。所以只要我們利用式 3.34 即可求得 C_S 及 L_S ， C_S 為 MIM 電容， L_S 則是傳輸線所提供之電感。

$$\begin{cases} L_s = \frac{(3.33) + (3.32)}{2\omega} \\ C_s = \frac{2}{\omega[(3.33) - (3.32)]} \end{cases} \quad (3.34)$$

我們已完成電路單元的一部分等效電路，接下來我們繼續處理電路單元另一個部分的接地傳輸線等效電路。考慮圖 3-11(b)的模型，並使用 Z 參數來推導 Z_1 、 Z_2 及 Z_3 之阻抗值進而可得知其電感及電容值。T 模型之 Z 參數如下式：

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix},$$

而我們可由上式得知

$$\begin{cases} Z_1 = Z_{11} - Z_{21} \\ Z_2 = Z_{22} - Z_{21} \\ Z_3 = -Z_{21} \end{cases} \quad (3.35)$$

在接地傳輸線模型中，並沒有任何傳輸線接地所以 Z_1 及 Z_2 可視為右手定理產生之電感，而且 Z_1 及 Z_2 之實數部分幾乎為零，故我們可以將之忽略。我們可由電學的基本觀念及式 3.35，得知下式：

$$\begin{cases} \text{Im}\{Z_1\} = \omega L_{S1} = \text{Im}\{Z_{11} - Z_{21}\} \\ \text{Im}\{Z_2\} = \omega L_{S2} = \text{Im}\{Z_{22} - Z_{21}\} \end{cases},$$

我們並可得知

$$\begin{cases} L_{S1} = \frac{\text{Im}\{Z_{11} - Z_{21}\}}{\omega} \\ L_{S2} = \frac{\text{Im}\{Z_{22} - Z_{21}\}}{\omega} \end{cases} \quad (3.36)$$

因接地傳輸線架構會提供並聯的電感 (L_p) 及傳輸線會因右手定理則是提供並聯的電容 (C_p)，且接地的關係在此我們需將到接地的能量加入考慮，因此會有一並聯電納 (G_p)。 Z_3 則是由電阻、電感及電容組成之並聯電路，所以 $1/Z_3 = 1/Z_{12} = G_p + j\omega C_p - j/\omega L_p$ 。電納即可輕易得知，如式 3.37。

$$\text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{12}}\right\} = G_p \quad (3.37)$$

我們取 $1/Z_3$ 之虛部，可得

$$\text{Im}\left\{\frac{1}{Z_{12}}\right\} = \omega C_p - \frac{1}{\omega L_p} \quad (3.38)$$

將式 3.38 對 ω 作偏微分，並乘上 ω ，如式 3.39

$$\omega \frac{\partial(3.38)}{\partial \omega} = \omega C_p + \frac{1}{\omega L_p} \quad (3.39)$$

將式 3.38 及式 3.39 解聯立方程式，所以只要我們利式 3.40 即可求得 L_p 及 C_p ， L_p 為接地傳輸線電感， C_p 則是傳輸線所提供之電容。

$$\begin{cases} C_p = \frac{(3.39) + (3.38)}{2\omega} \\ L_p = \frac{2}{\omega[(3.39) - (3.38)]} \end{cases} \quad (3.40)$$

所以整個電路單元等效電路即可得到，但是此電路單元是為洩漏波天線所設計，所以我們不能忽略輻射效應，故我們在整個等效電路前加上一串聯電阻(R)，表示輻射效應，如圖 3-13。

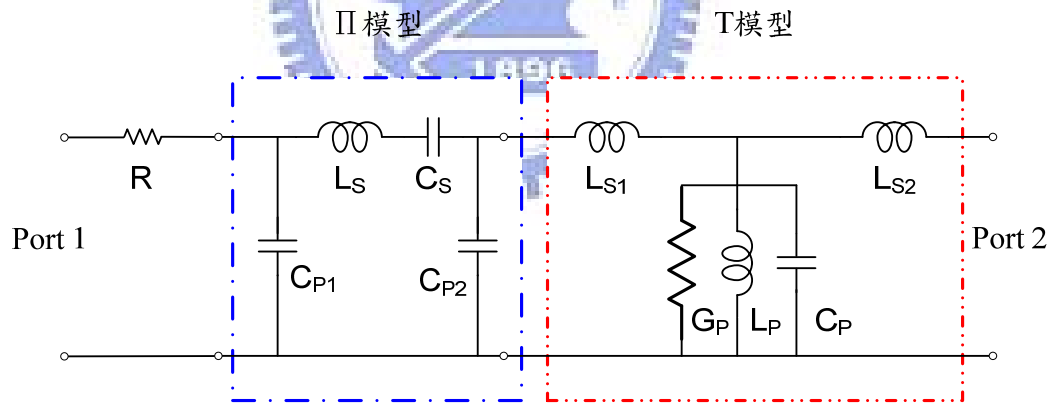
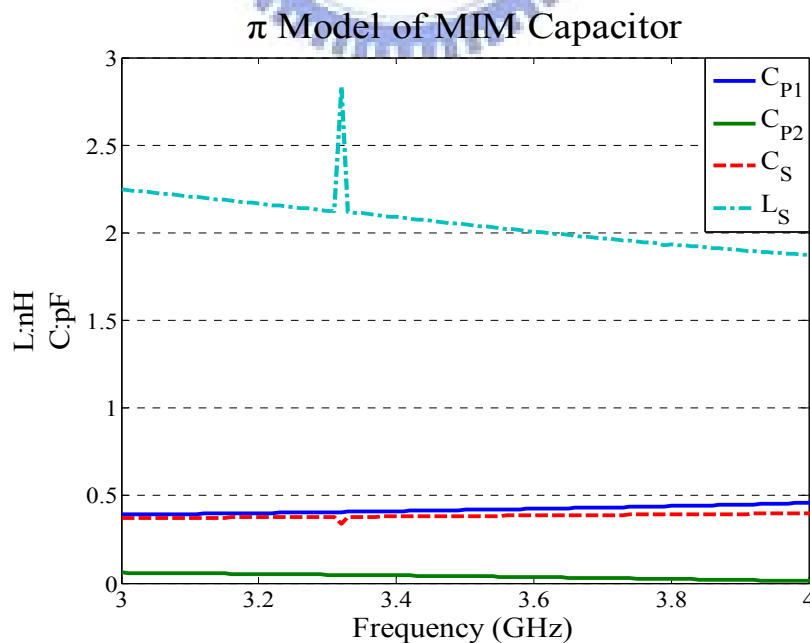


圖 3-13 電路單元完整之等效電路

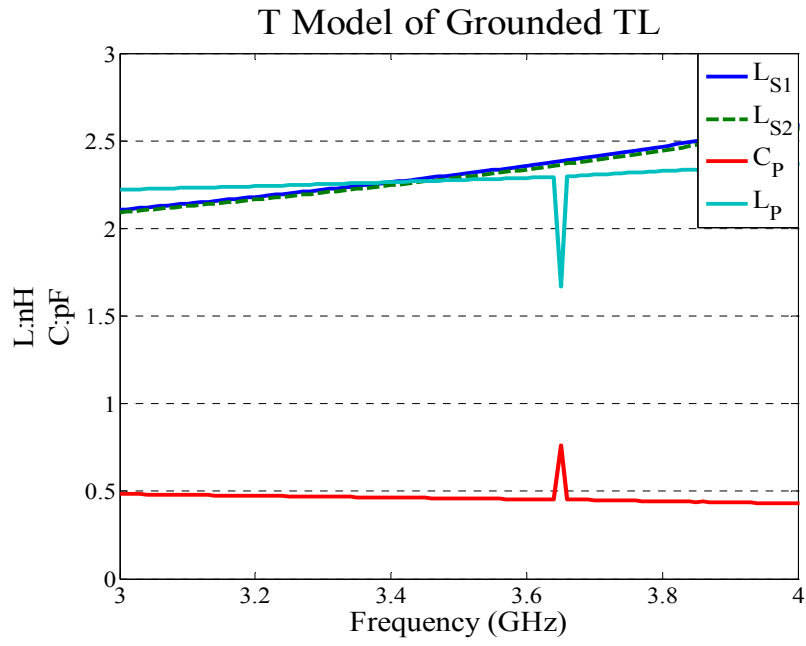
經過這些算式便可將電路單元的等效電路萃取出來，如圖 3-14。在圖 3-14 中，有我們可以看到其中某些曲線具有抖動的部分，那是因在求解過程中我們有將其式子作微分而造成，但是我們只關心在平衡頻率點的參數值，所以不需要精確地得知曲線抖動處真正之參數值。而 R 則是由整個電路單元的埠 1 看進去的輸入電阻及利用式 3.30 的 $Y_3 = -Y_{21}$ 獲得，也就是 $R = \text{Im}\{1/-Y_{21}\}$ 。而等效電路之各參數值列於表 3-2 其頻率是在

3.5GHz。

圖 3-15 提供了等效電路、模擬及量測之色散圖，也提供了輻射區所在之頻段(βp 之相位小於 air line 之相位所有的操作頻率)。當操作頻率低於平衡頻率點時等效電路與量測之色散圖相差較大，誤差的來源可能是在等效電路模擬中並沒有考慮到高階模態的影響，還有就是萃取等效電路時之各參數均不是常數而是隨著頻率改變的函數，如圖 3-14 所示。在平衡頻率點相當吻合是可以預期的，而在平衡頻率點之外就可能會有所差別。當然也有可能是因在模擬電路中傳輸線之間靠近會有耦合效應，還有其它一些不可避免的寄生效應所產生，這些在等效電路中是不存在的。有這些誤差的來源，會導致色散圖有所差異，但是我們主要的觀察是有在平衡頻率點的頻率下。雖然當操作頻率低於平衡頻率點時等效電路與量測之色散圖相差較大，但主要我們是著重於在平衡頻率點之各參數值，故這些誤差是不可避免。而當操作頻率在導波區時，其模擬、量測及等效電路之色散圖大大的不同，但是此電路單元主要是操作在輻射區，故我們在此不加以討論。從圖 3-15 中可見在所有曲線之平衡頻率點均為 3.5GHz，即操作頻率為 3.5GHz 時相位常數為零，也因此可以證明所萃取的等效電路是沒有問題的，且電路單元確實可工作在輻射區之特性，進而產生洩漏波而輻射。



(a)



(b)

圖 3-14 相關等效電路之值(a)MIM 架構(b)接地傳輸線

參數名	$C_{P1}(F)$	$C_{P2}(F)$	$C_s(F)$	$L_s(H)$	$L_{S1}(H)$	$L_{S2}(H)$	$C_P(F)$	$L_P(H)$	$G_P(S)$	$R(\Omega)$
值	0.416p	41.5f	0.4p	2n	2.29n	2.27n	0.46p	2.27n	0.86m	39

表 3-2 等效電路各參數值

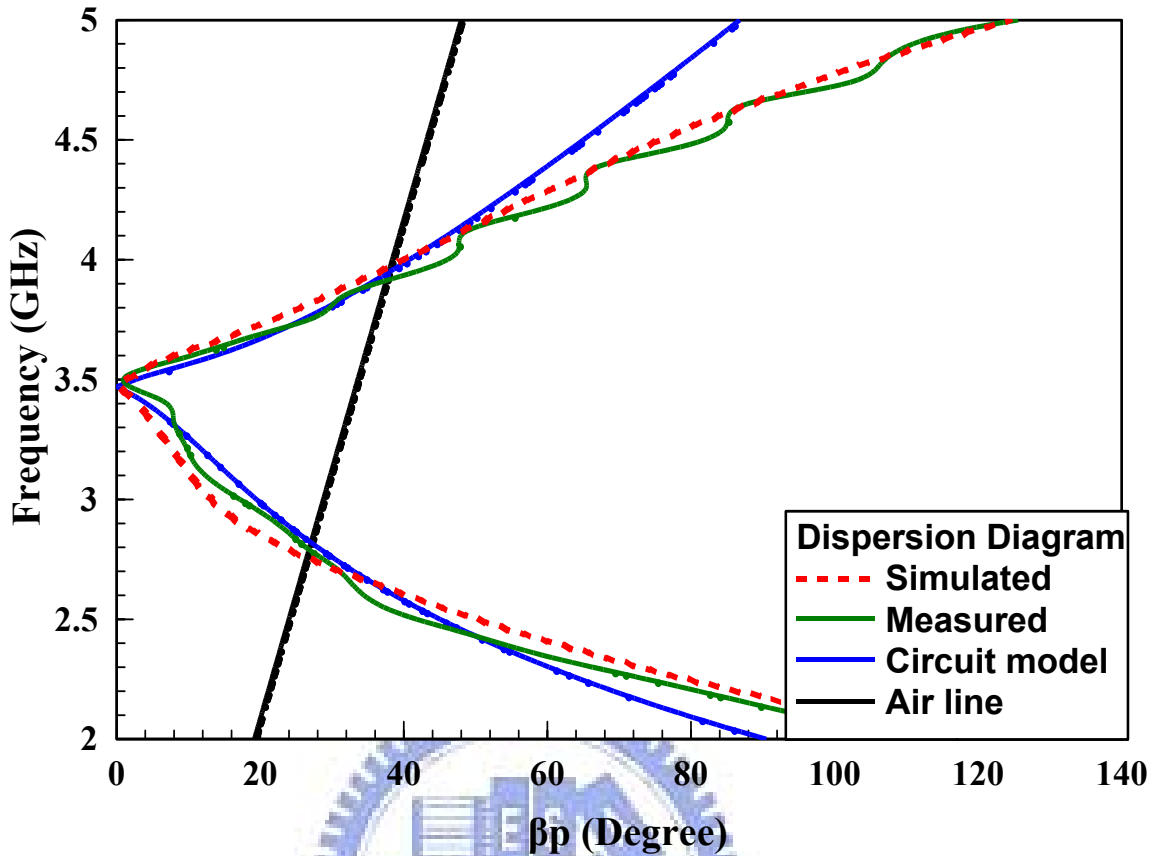


圖 3-15 等效電路之色散圖

3.5 洩漏波天線的電路單元個數

有一 CRLH 洩漏波天線長度方向為 x 且長度為 L 放置於 $x=0$ 處，則令 $\alpha(x)$ 為洩漏常數但隨著長度方向的位置而有所不同，因此我們可以得知沿著天線長度方向之能量分佈，如下式：

$$P(x) = P(0) \exp \left[-2 \int_0^x \alpha(\zeta) d\zeta \right], \quad (3.41)$$

其中 $P(0)$ 為輸入端 ($x=0$) 的能量及 ζ 為積分變數。將式 3.41 微分，我們可得

$$-\frac{dP(x)}{dx} = 2\alpha(x)P(x)。 \quad (3.42)$$

假設 CRLH 洩漏波天線的輻射場形為 $A(x)\exp(j\beta x)$ 。我們將上式重寫

$$-\frac{dP(x)}{dx} = c|A(x)|^2, \quad (3.43)$$

其中 c 是等比常數。將式 3.42 與式 3.43 比較可知

$$2\alpha(x) = \frac{c|A(x)|^2}{P(x)}。 \quad (3.44)$$

我們將式 3.43 作積分，我們可以二個有限積分式子，如下列式子：

$$c \int_0^L |A(\zeta)|^2 d\zeta = P(0) - P(L)， \quad (3.45)$$

$$c \int_0^x |A(\zeta)|^2 d\zeta = P(0) - P(x)。 \quad (3.46)$$

其中 $P(L)$ 為 CRLH 洩漏波天線末端之能量。接下來我們利用式 3.46 代入式 3.44 以取代 $P(x)$ ，然後我們把式 3.45 代入以消去常數 c 。按照這樣順序下來我們可得到：

$$2\alpha(x) = \frac{|A(x)|^2}{\frac{P(0)}{P(0) - P(L)} \int_0^L |A(\zeta)|^2 d\zeta - \int_0^x |A(\zeta)|^2 d\zeta}。 \quad (3.47)$$

假設 $P(L)$ 趨近於零即 CRLH 洩漏波天線之末端的能量趨近於零，而我們從式 3.47 中得知洩漏常數 $\alpha(x)$ 在 CRLH 洩漏波天線的末端處變化劇烈，使得旁波瓣較大。因此我們則要使 $P(L)/P(0)$ 等於或者接近 0.1 但是不能太小於 0.1，即 CRLH 洩漏波天線之長度需要考慮在內即 CRLH 電路單元之個數必須是我們的考慮因素之一。而此天線的末端我們可以加上匹配的阻抗得以吸收剩餘之能量進而得以避免反射波瓣(back lobe)。[13]

另一個原因我們決定 CRLH 洩漏波天線的電路單元數；當一個電路單元獨立時我們可知洩漏常數，但是我們將電路單元串接時電路單元之間會有所影響，所以此洩漏常數並不是單一個電路單元之洩漏常數，且根據上述之理由我們需將對電路單元數之各洩漏常數做一個探討。

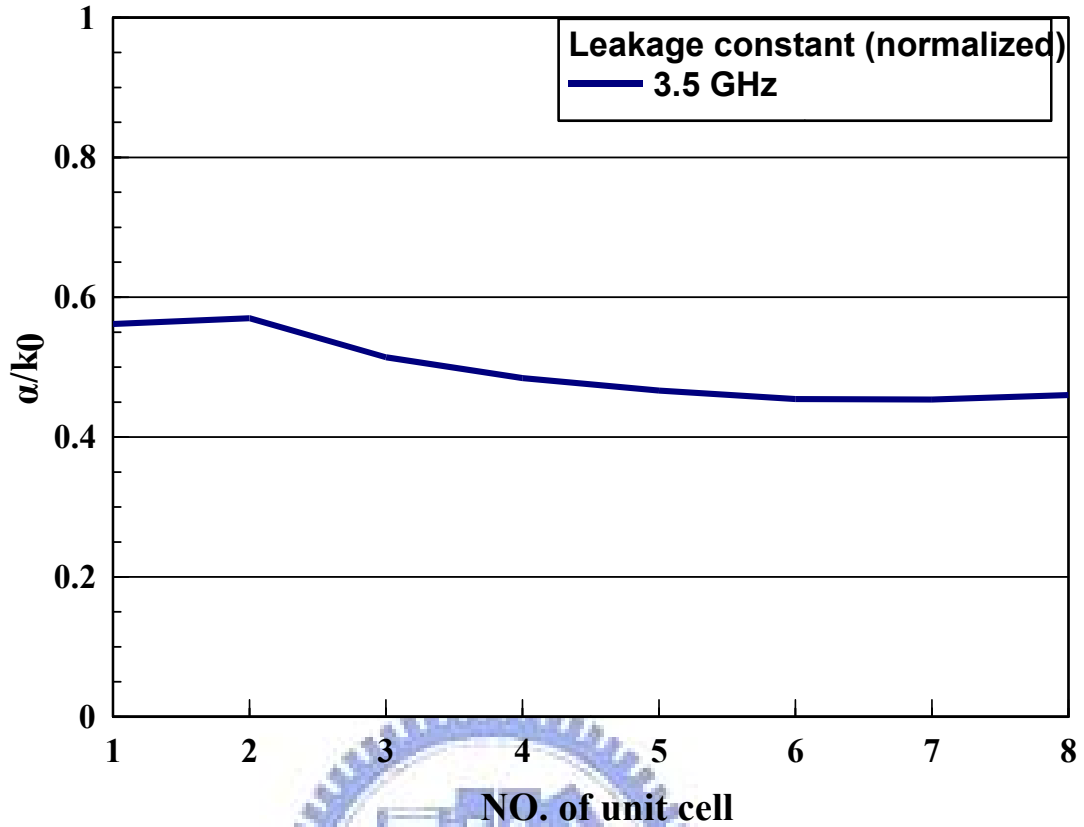


圖 3-16 洩漏常數對應電路單元

$$P_n = P_0 e^{-2\alpha pn} \quad (3.48)$$

如式 3.48 所示，而 P_0 為第一個電路單元之輸入能量、 P_n 為第 n 個電路單元末端之能量及 p 為電路單元之週期(8mm)，所以可從此式及圖 3-16 即可得知 P_n/P_0 對應到電路單元個數之比例，如表 3-3。從上述得知末端之剩餘能量與輸入端之能量相比要小於 0.1 但不可過小，故從表 3-3 得知電路單元數目比較好的選擇可為 4 或者 5，但從圖 3-16 可知電路單元數目 n 要大於 4 時，洩漏常數才會趨近於收斂。故我們選擇電路單元數目為 5。

電路單元數目 n	4	5	6
P_n/P_0	0.11	0.065	0.04

表 3-3 電路單元數之能量比

3.6 CRLH 洩漏波天線

上述中，我們已設計一電路單元及決定 CLRH 洩漏波天線所需之電路單元數目。在此節我們將實作出一個 CRLH 洩漏波天線，並將模擬與量測之反射損耗及輻射場形一一在此節列出。我們所設計的 CLRH 洩漏波天線大致介紹完畢後，我們來看模擬與實作的部分，此節中所使用的天線模擬軟體為 Ansoft 公司的 HFSS，而實作量測則是以 HP8720 網路分析儀來進行散設參數對頻率的數據量測，輻射場型則是以 HP 8530A 天線量測系統在無反射實驗室內量測得到輻射場型與增益。其天線之實作圖如圖 3-17 所示，而整體尺寸為 60mm×100mm。圖 3-18 即是此洩漏波天線的反射損耗同時包括模擬與量測結果，從此圖中可見模擬值除了在 3.8GHz 時略等於-10dB 外，其它反射損失也很好都有-10dB 以下，表示匹配部分良好且頻寬還不錯，由 2.75GHz 到 4GHz。而此圖的量測反射損耗值都很好-10dB 以下，表示匹配部分良好且頻寬還不錯，由 2.55GHz 到 4GHz。雖然模擬圖在 3.8GHz 附近的反射損耗接近於-10dB，但是量測的結果從 2.55GHz 到 4GHz 都擁有不錯的匹配，所以我們並不在意模擬的結果。而此頻段包含我們所要設計的輻射頻段。

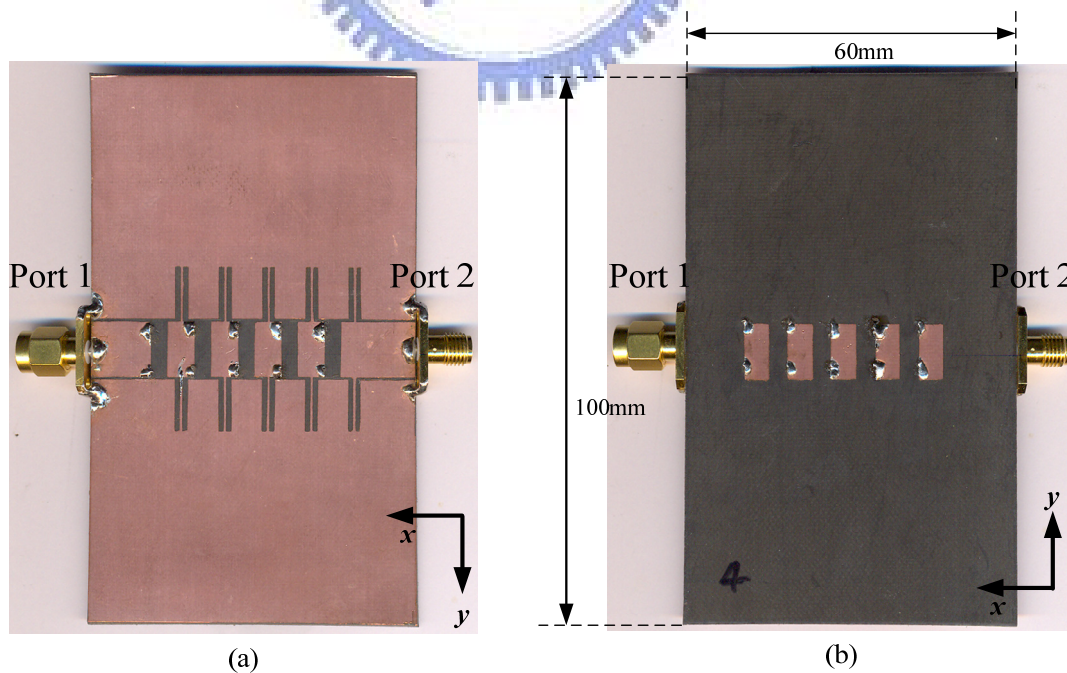


圖 3-17 CRLH 洩漏波天線實作圖(a)俯視圖(b)仰視圖

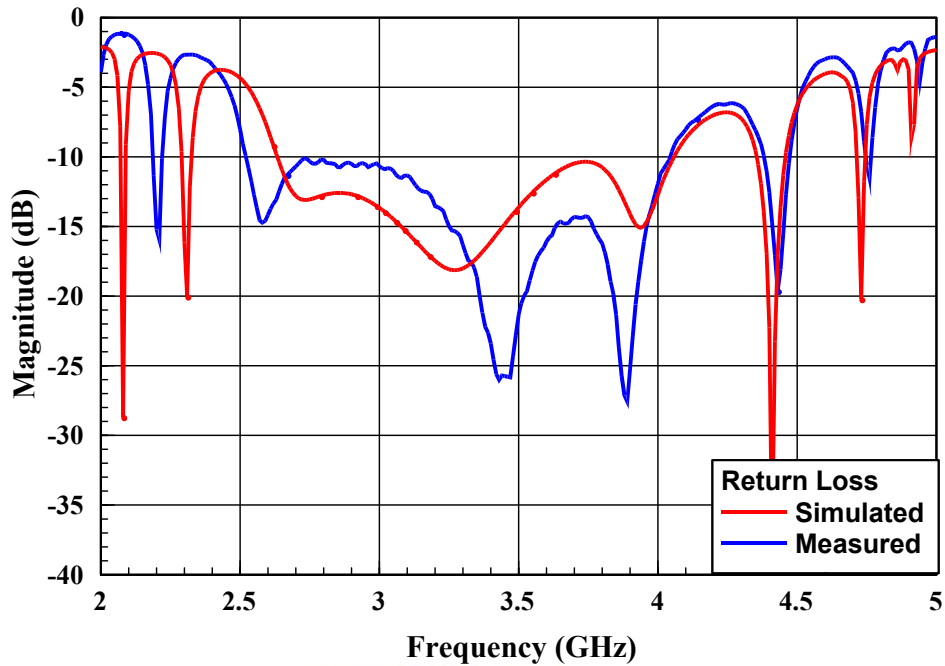


圖 3-18 CRLH 洩漏波天線之反射損耗

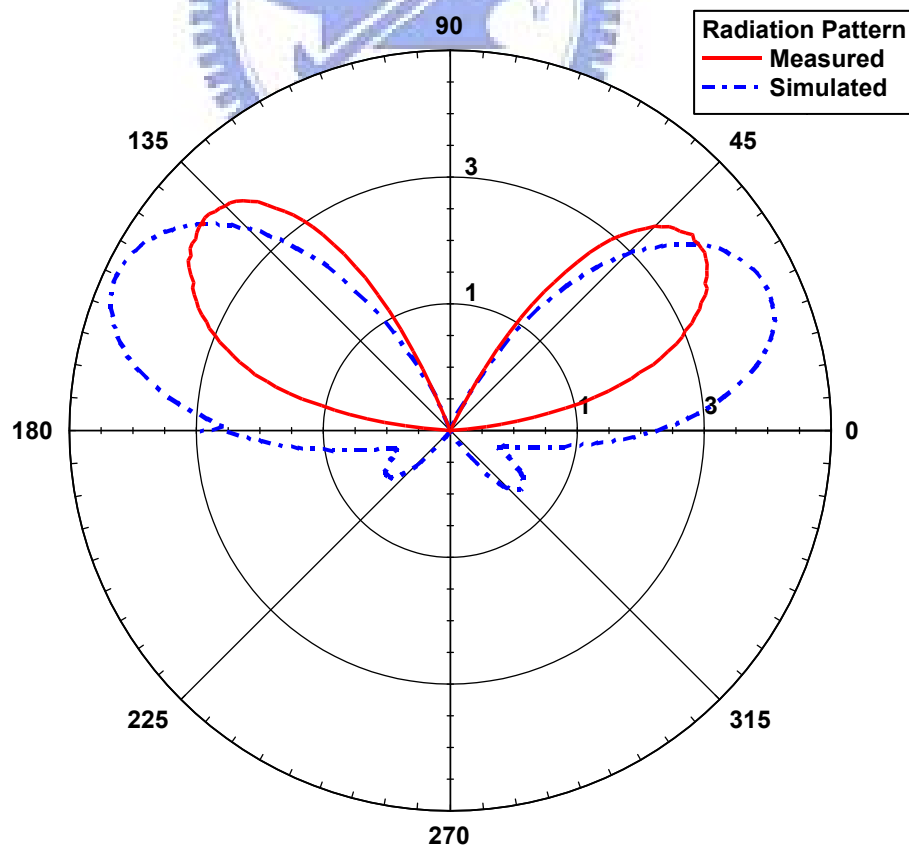
因為此天線之輸傳輸線結構為共平面波導，所以我們可以知道在基板上方(空氣層)及下方(介質及空氣層)都存在一主波束，且我們也可從基本的電磁觀念中得知能量在金屬層上方之空氣層及金屬層下方之介質會較集中在介質為高，故會造成基板上方的主波束之增益及下方的主波束之增益不一樣，且下方的主波束之增益會大於上方的主波束之增益，如圖 3-19 所示。圖 3-19 為此天線在 $x-z$ 平面之遠場輻射場型(far-field radiation pattern)的模擬值以及量測結果，其操作頻率分別為 2.75GHz、3.5GHz 及 3.9GHz。當操作頻率為 2.75GHz 時是工作在左手洩漏波區，其量測的主波束方向在 39 度及 142 度和量測增益分別為 3.9dBi 及 4.1dBi。當操作頻率在 3.5GHz 時是工作在平衡頻率點之洩漏波區，其量測的主波束方向在 353 度及 182 度和量測增益分別為 4.7dBi 及 5.3dBi。操作頻率在 3.9GHz 時是工作在右手之洩漏波區，其量測的主波束方向在 319 度及 215 度和量測增益分別為 6.3dBi 及 6.5dBi。而三個頻率點的量測半功率波束寬(half power beamwidth)分別為 37 度，31 度及 30 度。

我們也得知操作頻率在 2.75 GHz、3.5GHz 及 3.9GHz 時在基板下方之主波束方向分別 142 度、182 度及 215 度，基板上方之主波束方向分別 39 度、353 度及 319 度，這也

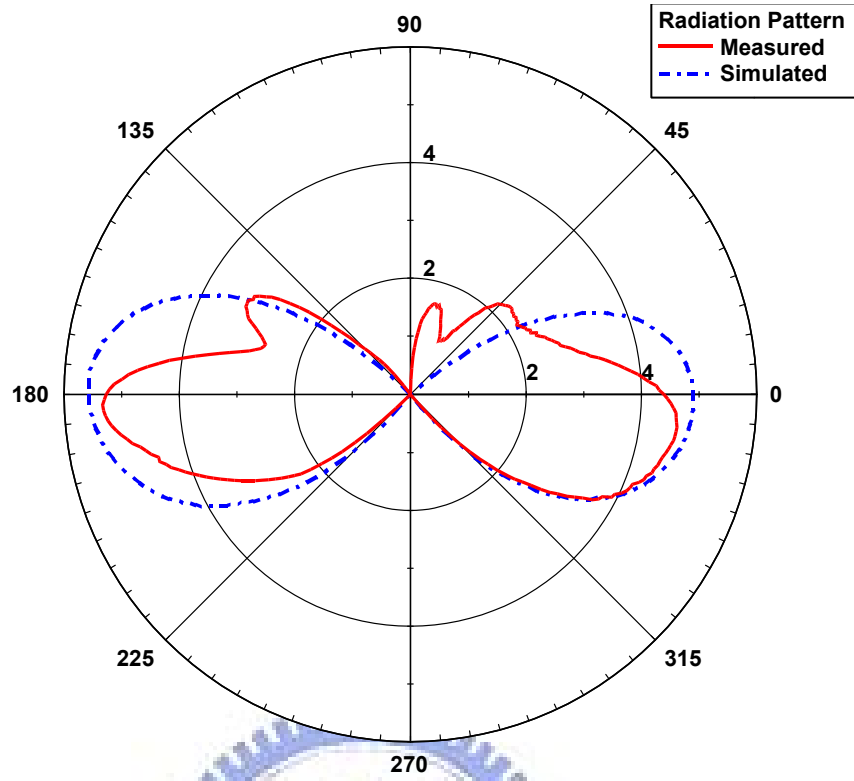
是我們熟知的掃頻(frequency scanning)特性，這特性即是洩漏波天線所具有的獨特之特性，所以我們確定此天線即是洩漏波天線且是由 CRLH 傳輸線所造成。如圖 3-20 所示，其操作頻率分別為 2.75GHz、3.5GHz 及 3.9GHz 在 $x-z$ 平面的遠場輻射場型的量測結果並將其結果規一化，我們並可知在基板下方掃描之角度範圍可從 142 度往逆時針方向掃描到 215 度，其總共可掃描角度為 73 度；而在基板上方向掃描之角度範圍可從 39 度往順時針方向掃描到 319 度，其總共可掃描角度為 80 度。

表 3-4 所示為本天線在 $x-z$ 平面的遠場輻射場型量測之最大增益的角度及值，表 3-5 所示為本天線在 $x-z$ 平面的遠場輻射場型之模擬最大增益的角度及值。

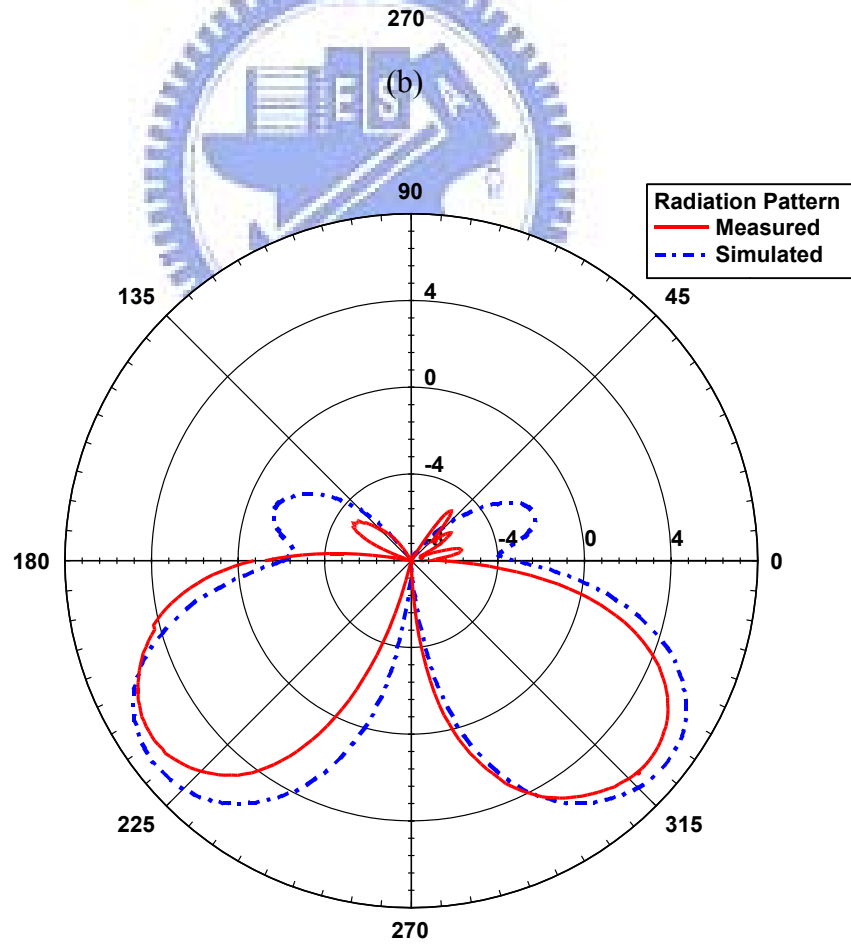
參考文獻[9]及[15]所提出的 CRLH 洩漏波天線之整體長度為 146.4mm(不包括額外之微帶線，如圖 3-21)，即 2.6λ ，才可將能量洩漏到空間達到百分之 90，但我們提出之 CRLH 洩漏波天線的整體長度(不包括額外的傳輸線)只需 40mm，即 0.52λ 。且此天線頻寬為 35%，而[9]及[15]的頻寬為 23%。整體而言，我們所設計 CRLH 洩漏波天線相對於[9]及[15]所提出的天線只需 0.2 倍的長度。



(a)



(b)



(c)

圖 3-19CRLH 洩漏波天線之 x - z 平面的遠場輻射場型其操作頻率在
(a)2.75GHz (b)3.5GHz (c)3.9GHz

頻率	2.75GHz	3.5GHz	3.9GHz
增益(dBi)	4.8	5.6	7.1
角度(degree)	155	180	218

表 3-4 CRLH 洩漏波天線在 $x-z$ 平面的遠場輻射場型模擬結果

頻率	2.75GHz	3.5GHz	3.9GHz
增益(dBi)	4.1	5.3	6.5
角度(degree)	142	182	214

表 3-5 CRLH 洩漏波天線在 $x-z$ 平面的遠場輻射場型量測結果

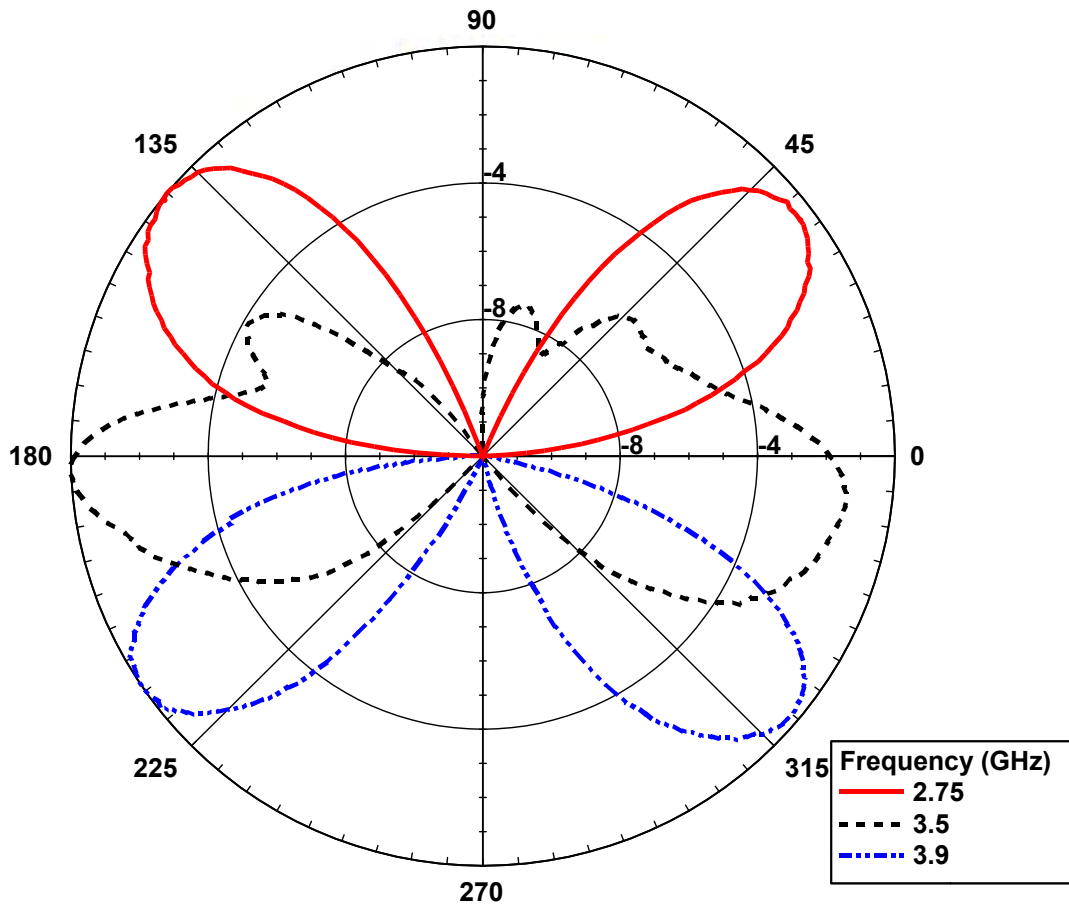


圖 3-20 CRLH 洩漏波天線之 $x-z$ plane 的遠場輻射場型

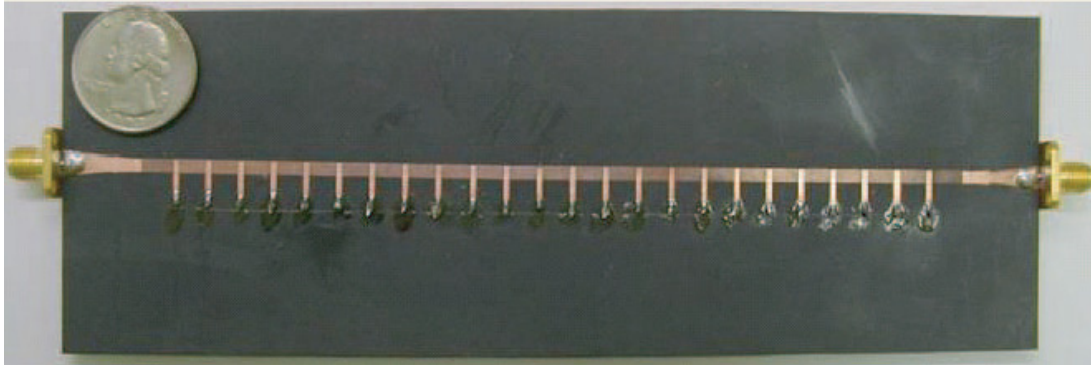


圖 3-21 文獻提出之 CRLH 洩漏波天線[15]

3.7 心得與討論

在這節中我們介紹了所設計的一維 CRLH 洩漏波天線的架構與原理，當然也從模擬與實作中驗證了我們的設計，確定其可行性。並透過一些簡單的數學運算來萃取出電路單元的等效電路來與理論做相結合。這章節所設計的一維 CRLH 洩漏波天線相當地成功，對於其波束掃描可以提供相當良好的應用。我們使用 MIM 電容使得左手串聯的分散式電容所占之長度相對縮短，並採用共平面波導為傳輸線結構使得洩漏常數大幅提高，進而對 CRLH 洩漏波天線整體長度有大幅度的縮小之功用。我們所設計的串接 5 個電路單元之 CRLH 洩漏波天線，雖然可以增加其串接電路單元之個數，但是其天線最尾端之洩漏常數將大於前端之洩漏常數，這將使得遠場輻射場型受到影響，即產生較大的旁波束。所以我們在設計此天線時需考慮在天線尾端剩餘之能量最好大約是輸入能量的百分之十。且我們使用共平面波導為其結構，使得我們在利用 MIM 電容時不用特別多加一片基板，只要利用基板下層即可達到我們所要之效果。

第四章 三維掃描洩漏波天線

(3-D Beam Steering Leaky-Wave antenna)

4.1 概述

近幾年，因為電信市場快速發展，使得行動用戶人口急遽地增加。然而，由於現有的頻寬資源有限，導致系統無法負載而產生擁塞的問題。且傳統無線通訊系統所使用的全向性(omni-direction)天線，容易受到多重路徑干擾以及同頻道信號干擾，因此造成傳輸上的困擾以及系統容量限制。為了滿足用戶日益成長的需求與解決目前系統的壅塞問題，導入具有指向性之天線以減少信號交互干擾且擁有空間掃描之特性的系統是當前理想的解決方案，即為智慧型天線。

所謂智慧型天線，是由一組採用特定幾何陣列的天線元件所組成，利用適應性或切換式的方法控制主動元件來改變電波輻射場型，應用空間分集式特性(spatial diversity)來區分與合成不同方位的使用者與路徑訊號，透過適應性波束調整的機制，使其增加通道容量和改善訊號品質、提供降低時間延遲與多重路徑衰退的影響、對干擾抑制或消除和提升發射效率與系統涵蓋範圍等。一般而言，根據設計不同可將智慧型天線分為適應性天線與切換波束兩類。

適應性天線是運用數位訊號處理和陣列天線觀念，充分利用訊號方向性及傳波通道特性計算並適應性地調整天線權值(weights)，運用波束構成(beamforming)技術來產生所需要之波束場型。目的在將主波束對準目標訊號並適應性地即時追蹤訊號，且同時抑制或消除其他干擾訊號，透過空間分集的技術將多重路徑訊號結合，來最大化訊號對干擾比(signal to noise ratio, SNR)，以提升接收品質、增加容量、擴大涵蓋面和提高傳輸速率。適應性天線的效益雖高，但因為需要執行複雜的適應性演算法，實現成本與難度也相對的高。

切換波束在智慧型天線中是最簡單的技術，只有簡單的切換功能，利用多個指向不同方向的波束覆蓋整個通訊區域，當用戶端進入某特定波束的涵蓋區時，視接收訊號位

置所在而切換不同的對應波束來接收訊號，使得接收訊號強度達到最大，同時消除干擾訊號源。因固定波束不一定會處於波束的中心點，因此限制了性能改善程度。儘管如此，由於方法簡單且不需複雜的運算，為目前最被廣泛使用的類型。本章節為設計能以平面印刷電路板(printed circuit board)技術來實現的切換波束天線，以期能配合實際應用需求來自由切換場型

而天線系統則是以一組多個天線單位所組成，最大的優點是可以解析由不同方向入射的訊號源，製造空間濾波的效果，藉此可以提高基地台的涵蓋範圍、減少能量的消耗、消除多路徑干擾、同頻道信號干擾、降低位元錯誤率、增加資源的使用率以及系統容量。

為了實現二維波束掃描陣列，傳統的方式就是二維輻射天線陣列。但是二維天線陣列需要較複雜的饋入網路並會產生損耗，而在許多二維掃描陣列的應用中此饋入網路通常也是難以達到。CRLH 洩漏波天線則擁有有別於傳統天線陣列的一個相當大優勢，即是 CRLH 洩漏波天線之饋入網路可比傳統天線陣列相當簡單。



4.2 移相器

在一個 RF 系統中，有一個元件可以調整傳輸相位即稱為移相器。一般而言，可分為固定相數位移相器及類比變動類型。其類型可分為交換線(switched-line)移相器、負載線(loaded-line)移相器、修改式負載線(modified loaded-line)移相器和反射型(reflection)移相器其中包括交換反射(switched line reflection)移相器及變抗反射(variable reactance reflection)移相器。

交換線移相器具有二個單刀雙擲(SPDT)開關去切換二個傳輸線之長度，其中一個傳輸線之電氣長度大於另一個傳輸線，如圖 4-1。因為 line length 2 之電氣長度大於 line length 1，所以當電壓控制開關切換時，會在同一條傳輸線上會產生相位之變動 $\Delta\varphi = \beta(\ell_2 - \ell_1)$ ，其中 β 為相位常數。然而，在使用此移相器時必須謹慎選擇傳輸線之電氣長度，不可為 180 度或者是 180 度的正整數倍，因為在開關不選擇其傳輸線時其傳

輸線將會成為共振器。

假如需要的移相角度小於 45 度，負載式移相器亦也是一個選擇，如圖 4-2。此移相器是在傳輸線上增加一並聯的電抗，而在微帶線上我們可以並聯加上一段微帶線形成電感或電容，這樣對輸入訊號而言即會產生移相。 jb 是經過規一化的並聯元件之的電納，也就是 $jb = jB \times Z_0$ ，其中 Z_0 為特徵阻抗。其移相的角度 $\Delta\phi$ 為 $\tan^{-1}(b/2)$ 及此移相器的反射損耗為 $10\log_{10}(1+b^2/4)$ (dB)。

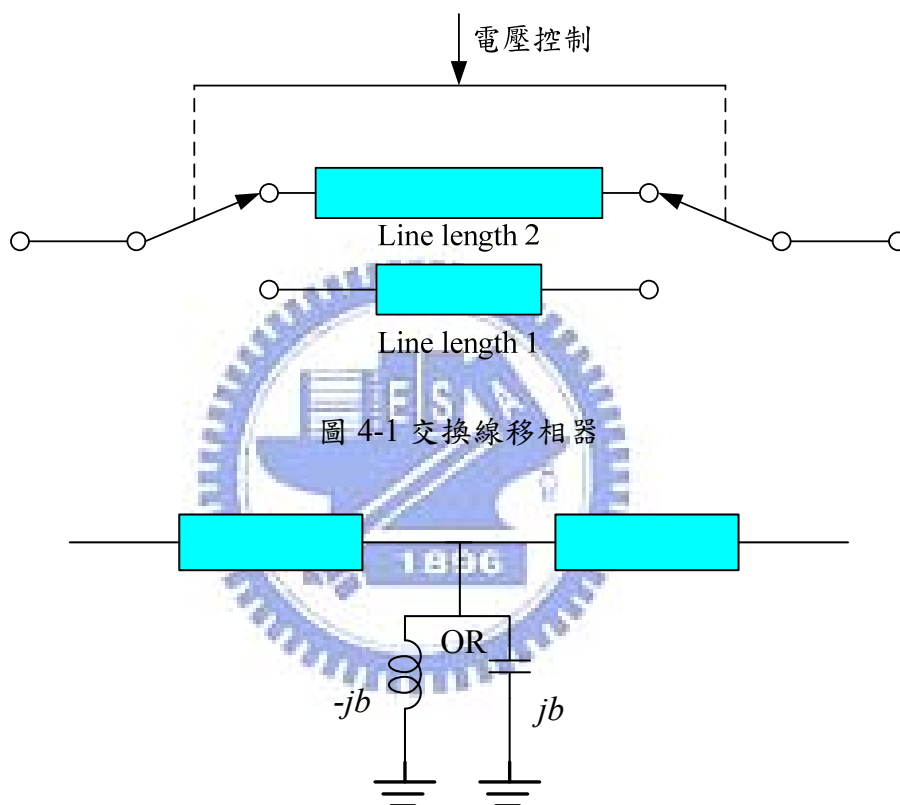


圖 4-1 交換線移相器

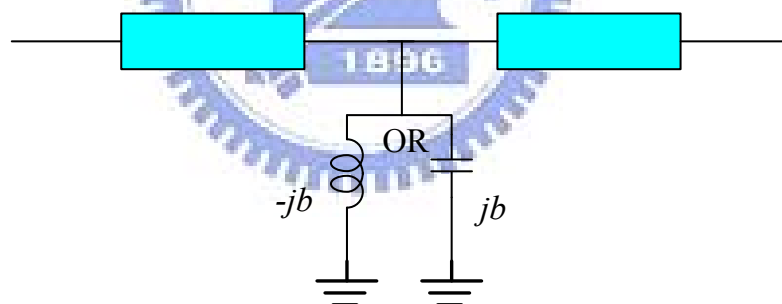


圖 4-2 負載式移相器

負載式移相器的反射損耗可藉由兩個並聯電納可大幅改善，且兩個並聯電納之間電氣長度差為 90 度，我們稱之為修改式負載移相器。如果電納藉由 PIN 二極體有切換傳輸線或者沒有，則切換式移相器如圖 4-3 所示。而其整體的等效電路為一具有相位 θ_e 的傳輸線。等效相位長度 θ_e ：

$$\theta_e = \cos^{-1}(-b), \quad (4.1)$$

且電路之特徵阻抗 Z_e ：

$$Z_e = \frac{Z_0}{\sqrt{1-b^2}} \quad (4.2)$$

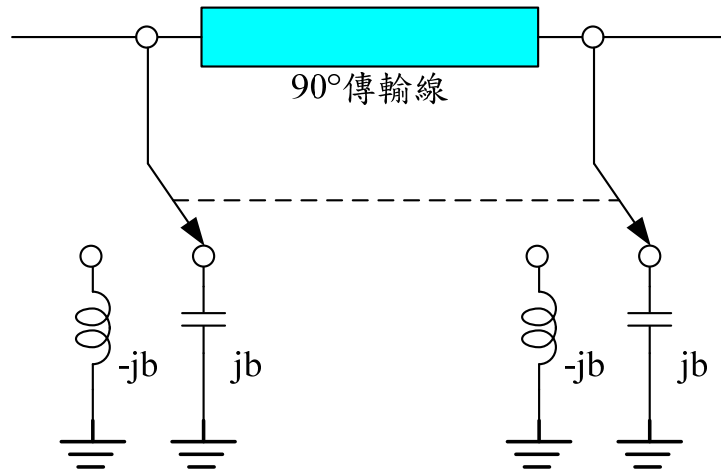


圖 4-3 修改式負載移相器

所以 $|b| < 1$ 我們可知 $Z_e > Z_0$ ，也可知電感及電容之值

$$\begin{cases} L = \frac{Z_0}{\omega \cdot B} \\ C = \frac{B}{\omega \cdot Z_0} \end{cases} \quad (4.3)$$

反射型移相器跟之前所介紹的移相器不同的點是反射型移相器擁有可切換式終端電阻(terminations)，其終端電阻進而可產生切換式反射係數。主要的反射型移相器則是利用 PIN 二極體切換傳輸線長度或者是變抗(如：變容二極體)來等效其電氣長度。而在這兩種情況中，當訊號被反射回來時，訊號都會有 2 倍額外的電氣長度。

簡單的交換線反射型移相器就是利用 90 度方向耦合器(如 Lange 或 Rat-race)及兩個 PIN 二極體去決定 Line 2 是否短路，而直接接地。或者當 PIN 二極體開路時，則訊號會經過較長的路徑，如圖 4-4。

變抗反射型移相器也是利用 90 度方向耦合器，但是不同交換線反射型移相器的特點是以可變電抗取代了切換式的傳輸線。可變電抗在此的功能等效於切換傳輸線的電氣長度，而可變電抗通常使用電容二極體使得等效的電氣長度可隨意改變，即是可得到一可變角度之移相器。圖 4-5 為變抗反射型移相器之等效電路。而其每一個變容二極體的偏壓都是透過射頻抗流圈(RF choke)且大小一致，因此需要一個參考點為直流的接地

點。在這種情況下，通常直流的接地都以射頻短路(如 4 分之波長電容線段)及增增其它的偏壓電路來取代。

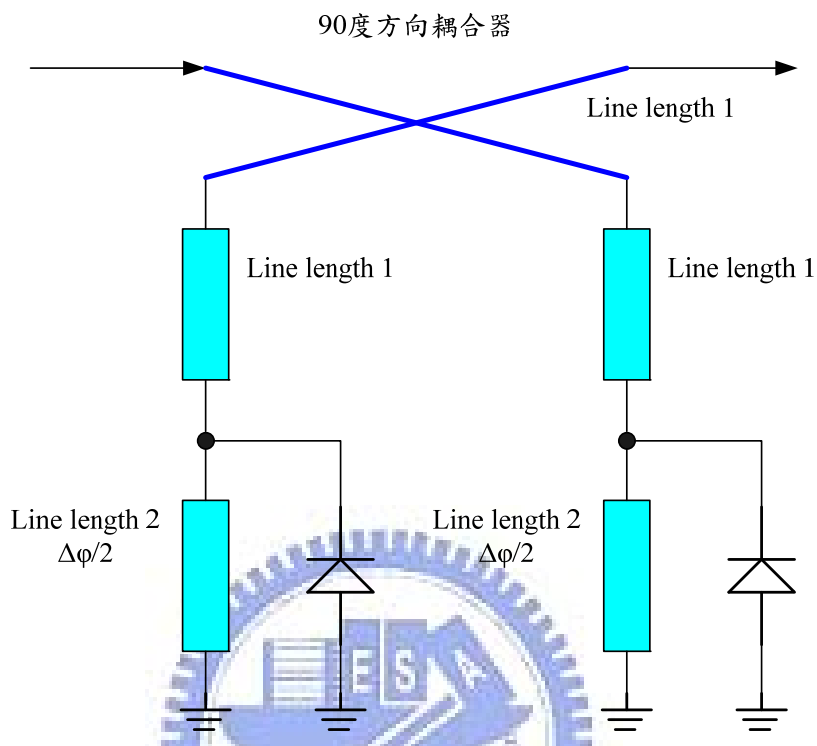


圖 4-4 交換線反射型移相器方程式

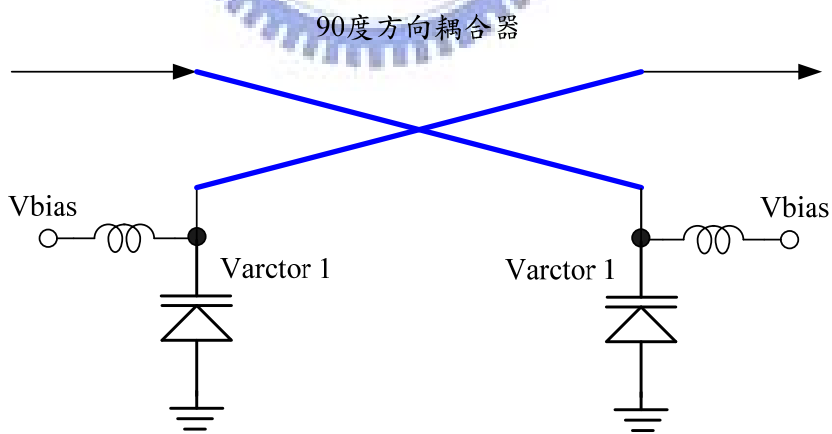
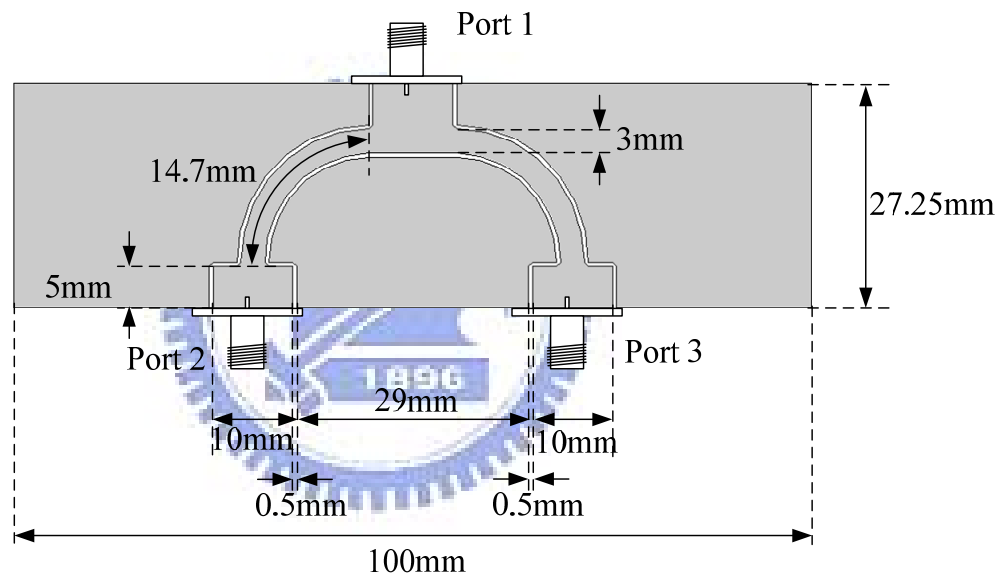


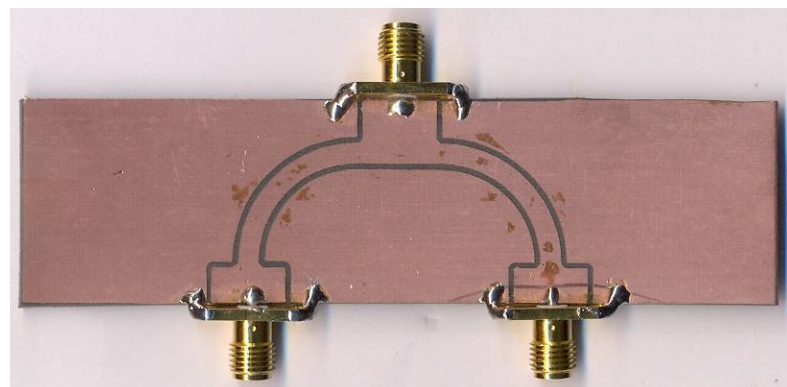
圖 4-5 變抗反射型移相器

4.3 分波器

我們所需要之分波器只需純單之分波之功能此分波器，如圖 4-6 所示。其狹縫槽(slot)之寬度均為 0.5mm，且輸入埠及輸出埠的特徵阻抗為 50Ω ，其輸入埠及輸出埠的傳輸線寬度及狹縫槽的寬度我們可利用 AWR TXLINE 2003 得到，分別為 10mm 及 0.5mm，而輸入埠及輸出埠的傳輸線長度我們設為 5mm。而中間的 4 分之波長傳輸線的特徵阻抗為 70.7Ω ，同樣地我們利用 AWR TXLINE 2003 可知其共平面波導的 4 分之波長傳輸線寬度為 3mm 及狹縫槽的寬度為 0.5mm，而半徑我們設為 14.7mm。



(a)



(b)

圖 4-6 分波器(a)結構圖 (b)實作圖

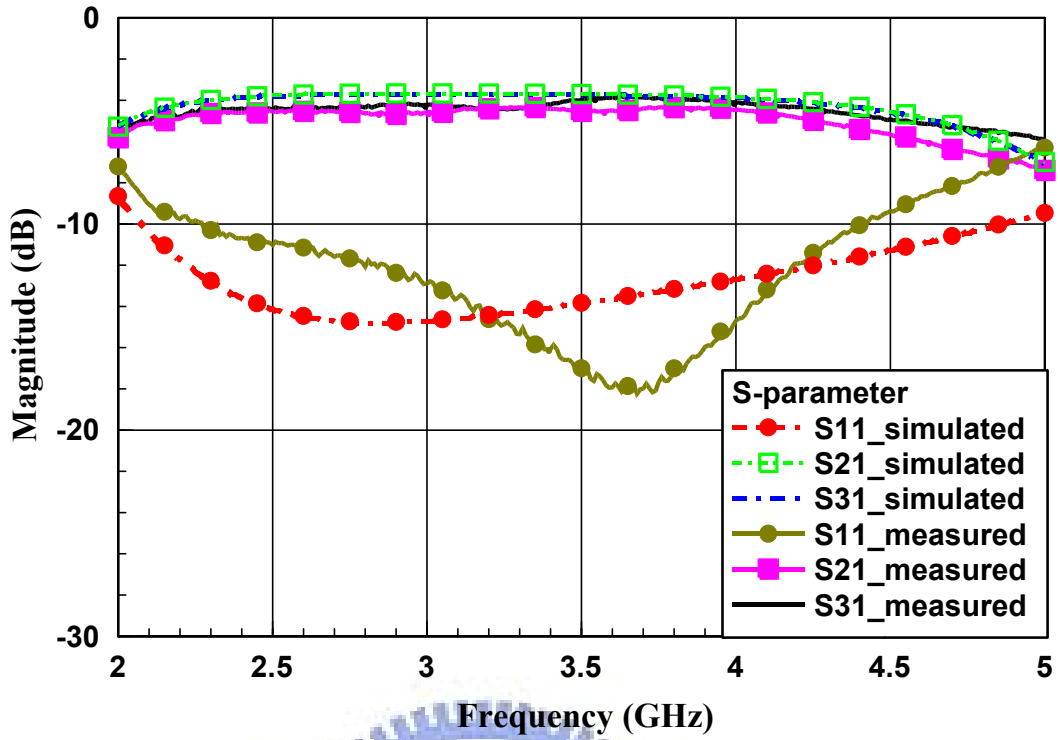


圖 4-7 分波器之散射參數的大小

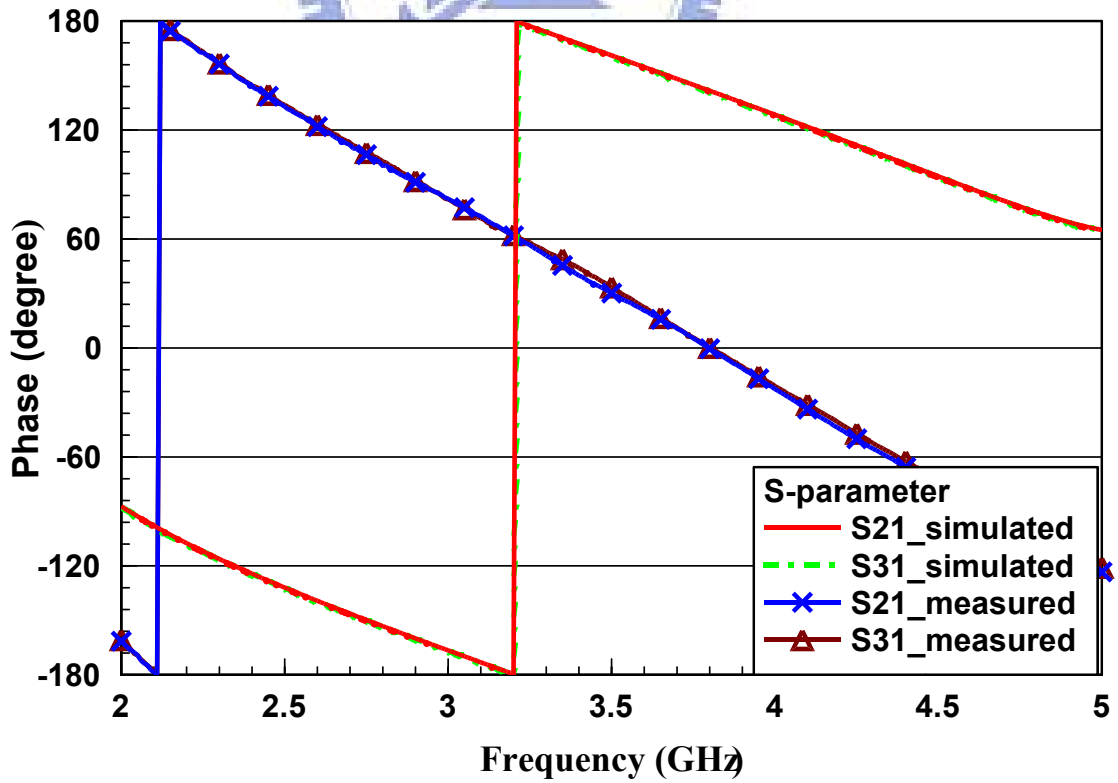


圖 4-8 分波器之散射參數的相位

圖 4-7 為此分波器散射參數大小的模擬與量測結果，其中反射損耗的模擬與量測曲線雖然吻合度不高，但是我們所要求的是分波器的工作頻段要大於或等於 CRLH 洩漏波天線的輻射區，而在 2.75GHz~3.9GHz 頻段分波器的反射損耗的模擬與量測皆有低於 -10dB。在 CRLH 洩漏波天線的輻射區， S_{21} 與 S_{31} 的量測結果之間的差距也在 0.5dB 之內。如圖 4-8 所示，我們單以 S_{21} 的相位來看模擬與量測的結果雖然不相同，但是我們觀察 S_{21} 與 S_{31} 的相位量測結果在 2.75GHz~3.9GHz 時完全吻合。綜合上述幾點，此分波器可以工作在我們所需的頻段。

4.4 移相器與 PIN 二極體控制電路

在前節中，我們已介紹移相器的種類。反射型移相器因需要 90 度方向耦合器且此耦合器的耦合量需要很高，所以 Lange 的間隙細小到在實作上有其困難點。而交換式移相器，另一輸出埠需要較長的傳輸線使得分波器變成非對稱性，而其 S_{21} 與 S_{31} 之間的大小相差將超過 1dB。所以我們最後使用總集元件來達成移相的功能，且使用 PIN 二極體來控制移相之功能。

在微波電路設計中常需要使用到開關，其目的是為了能在不同電路元件之間做訊號或是能量路徑的導引。而二極體屬於電子式的開關，比起機械式的開關，除了面積較小外，也容易與平面式電路整合，更具有機械式開關所沒有的高速切換特性，通常切換時間在 10ns 以下，適合應用在高頻的射頻電路設計中。

當 PIN 二極體屬於逆向偏壓時，內部的串聯電容使整個輸入阻抗變成高輸入阻抗，因此具有關閉的效果；當 PIN 二極體屬於順向偏壓時，順向電流會使接面電容效應消失，此時二極體就處於低輸入阻抗狀態，整個 PIN 二極體便可視作導通狀態。而在實際電路設計上，在二極體的正負兩端需要加入直流阻斷電路(DC block)和射頻抗流圈，其目的是為了將直流訊號與高頻的射頻訊號做區隔，使其工作在各自的工作頻率範圍而不受影響。簡單的利用晶片電容來設計直流阻斷電路，因電容對直流訊號而言是為斷路，但對高頻訊號卻為虛數阻抗，我們的耦合電容便可做為直流阻斷電路，另外我們也可在

SMA 接頭外另加直流阻斷電路來確保電路安全。而射頻抗流圈設計我們則是利用高感值的電感(L_2)來取代傳統的 1/4 波長轉換器，因對高頻於言，電感值越大可視為斷路，而對低頻如直流而言則是短路，如此高頻訊號就不會往直流埠流，末端再接晶片電容(C_2)接地。且我們利用相同的原理額外設計一個接地，透過電感(L_1)讓直流訊號直接流到地面，如此直流偏壓才具備完整直流迴路，且此電感與程相功能有關。本設計移相器所用之 PIN 二極體為英飛凌所提供，型號為 BAR89-02L E6327，其順向偏壓約為 0.83~0.95 伏特，而當操作頻率在 2.7GHz~4GHz 時，此二極體的隔離度(isolation)為-11dB，參考圖 4-9 為所設計的控制電路與移相器。

如圖 4-9 所示， C_1 為提供移相的電容、 C_2 為隔直流通射頻訊號的電容、 D 為控制 C_1 是否短路之 PIN 二極體和 L_1 與 L_2 為供直流通過的電感且 L_1 與移相之功能有關。表 4-1 為移相器的各元件之值。參考圖 4-10 為我們設計分波器加上移相器與 PIN 二極體控制電路的實作圖；圖 4-11 為二個 PIN 二極體皆導通的模擬與量測結果；圖 4-12 及圖 4-13 為一個 PIN 二極體導通而另一個二極體不導通的模擬與量測結果。

元件	C_1	C_2	L_1	L_2
元件之值	2pF	100pF	4.7nH	68nH

表 4-1 移相器之各項值

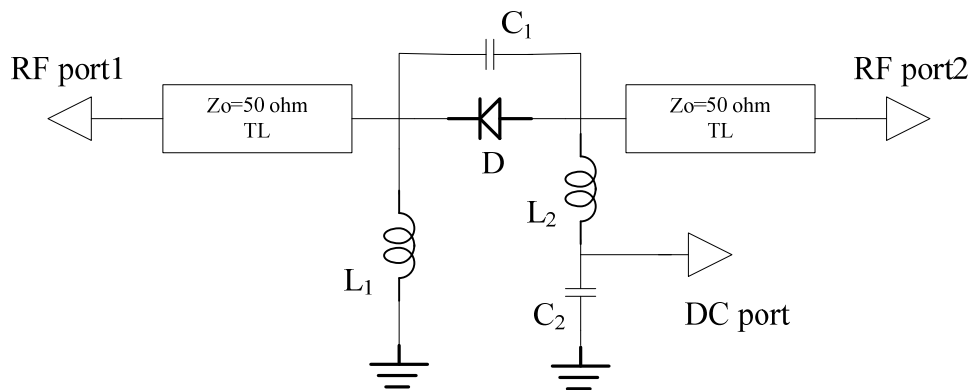


圖 4-9 PIN 二極體控制電路與移相器之電路圖

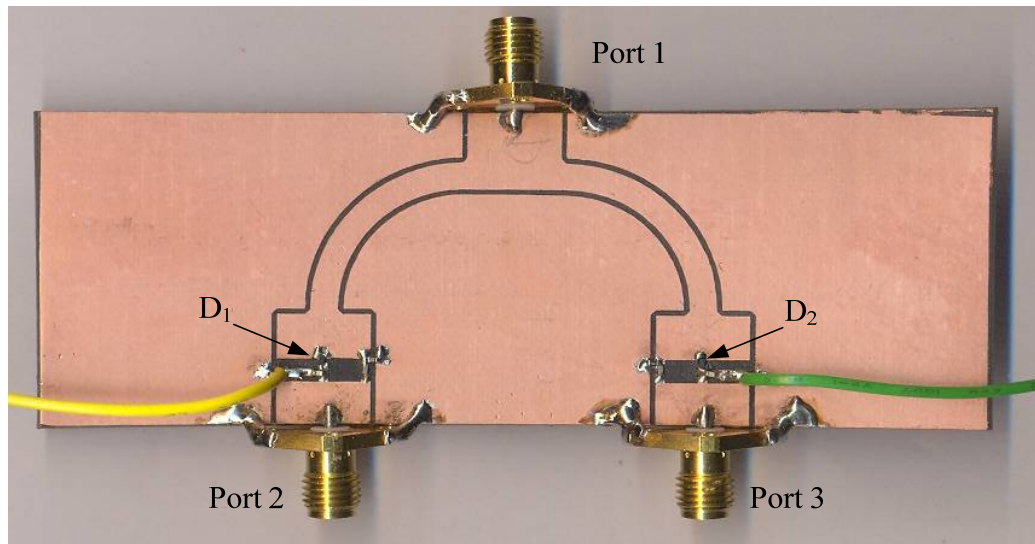
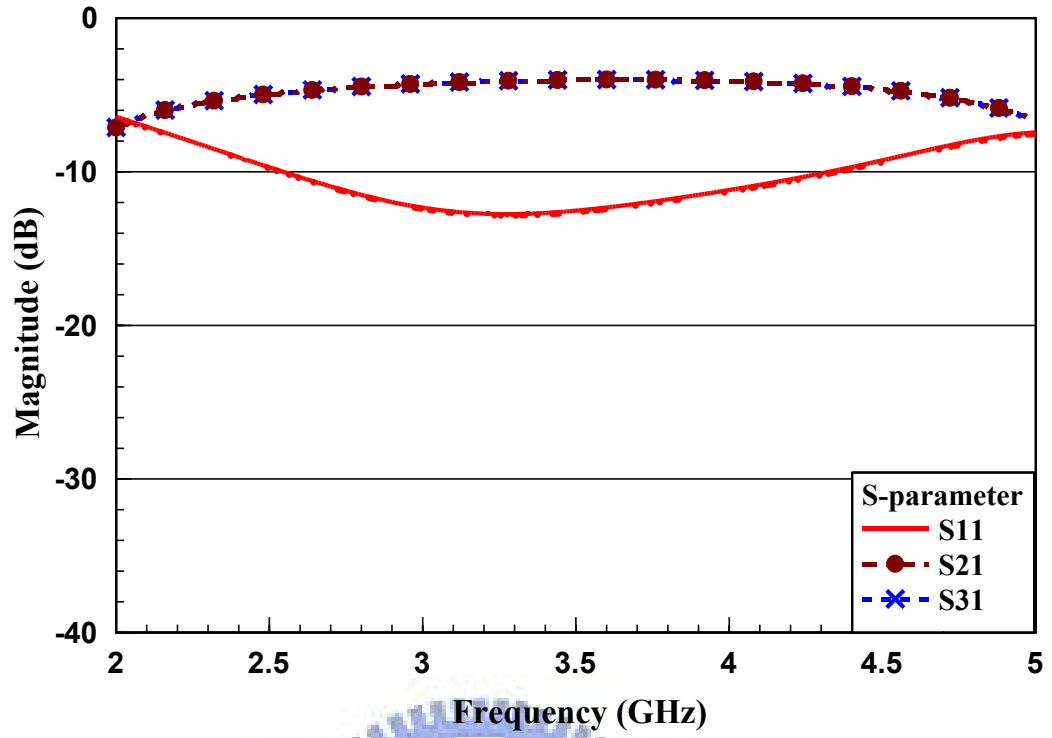


圖 4-10 分波器加上移相器與 PIN 二極體控制電路之實作圖

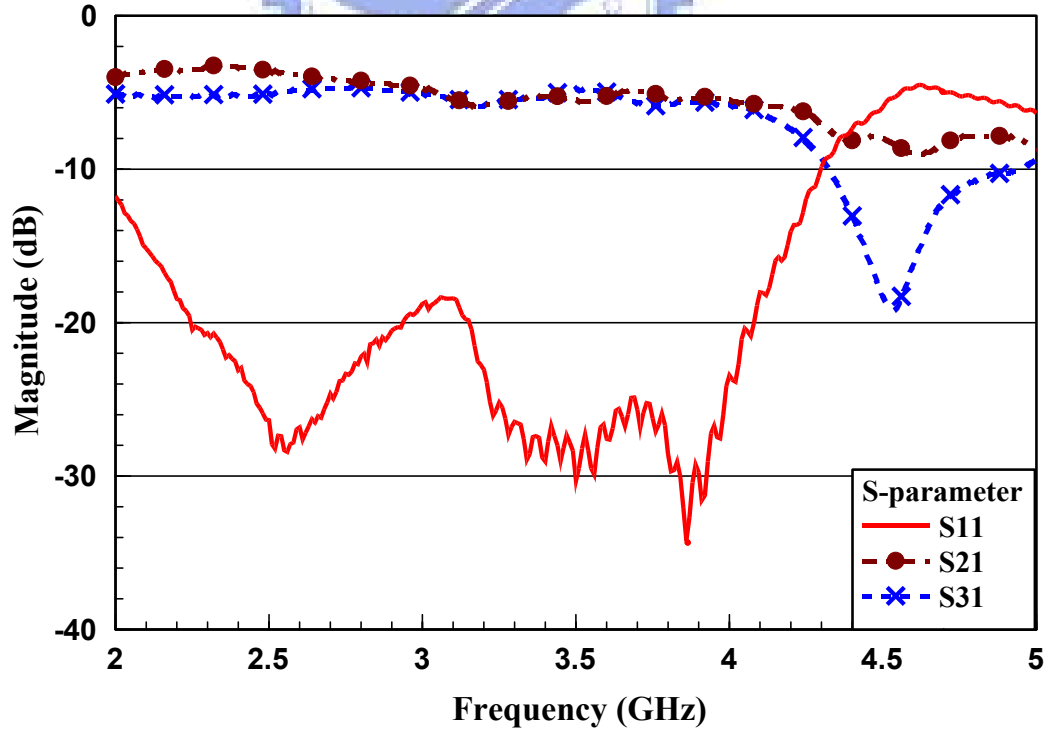
圖 4-11 為兩 PIN 二極體皆為導通(D_1 及 D_2 皆導通)之散射參數，從模擬結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的大小及相位均完全符合。在我們所設計天線的輻射範圍內，從量測結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的相位差不超過 3 度及大小差不超過 0.5dB 且反射損耗也有 -10dB 以下。

圖 4-12 為一個 PIN 二極體導通，另一個二極體不導通(D_1 不導通及 D_2 導通)之散射參數，從模擬結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的大小幾乎符合其大小差不超過 0.5dB，而相位差也都在 30 度附近。從量測結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的大小及相位在我們所設計天線的輻射範圍內，其相位差在 25~35 度之間而大小差不超過 0.5dB。圖 4-13 即與圖 4-12 之情況相反(D_1 導通及 D_2 不導通)的散射參數，從模擬結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的大小幾乎符合其大小差不超過 0.5dB，而相位差也都在 30 度附近。從量測結果可知兩個輸出埠(S_{21} 與 S_{31})的大小及相位在我們所設計天線的輻射範圍內，其相位差在 25~35 度之間而大小差不超過 0.5dB。故此微波電路可以工作在我們所設計天線的輻射範圍。

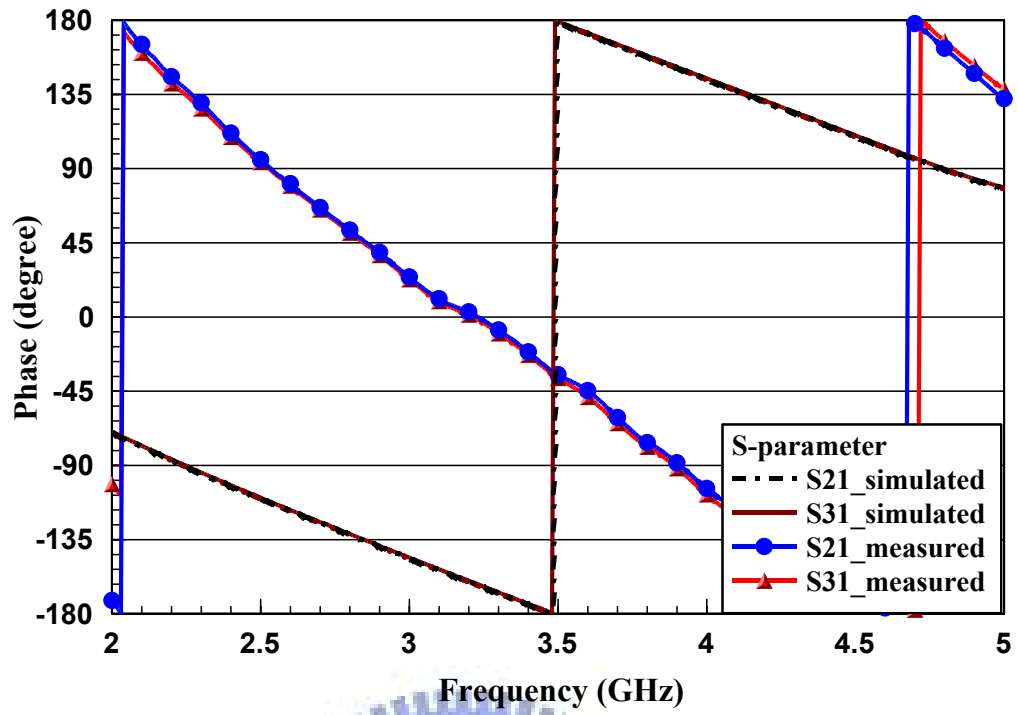
我們所設計之移相器是屬於相位超前形，參考圖 4-9。故當 port 3 之二極體導通與 port 2 之二極體不導通時，port 2 的相位會超前 port 3 的相位，反之亦然。



(a)



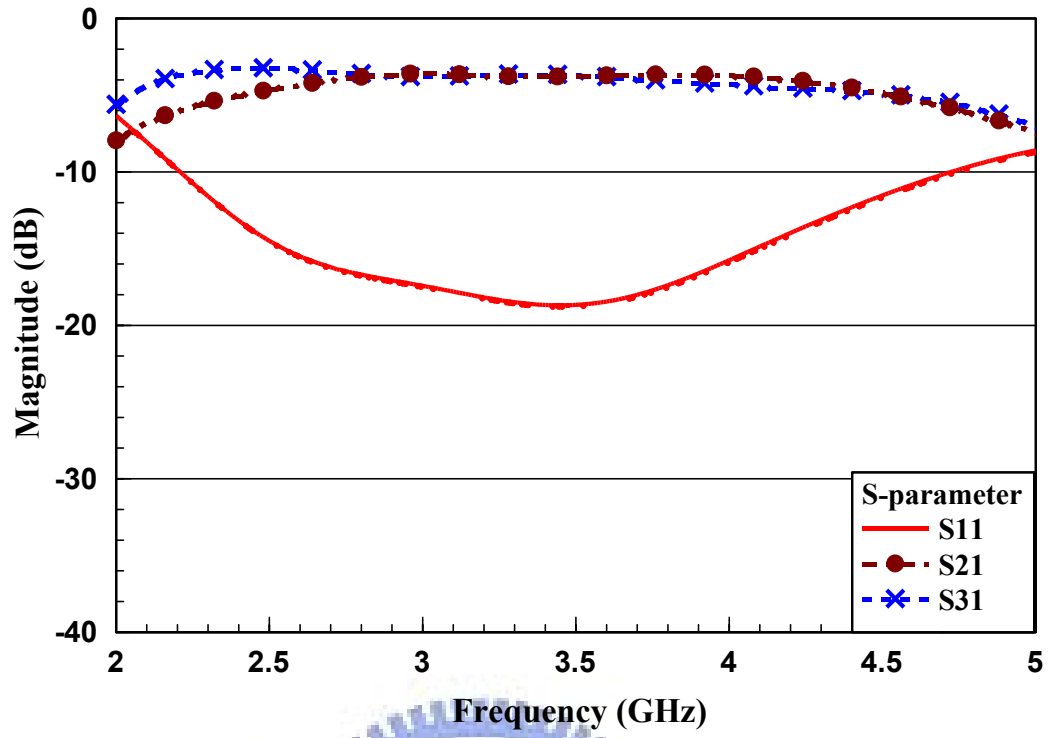
(b)



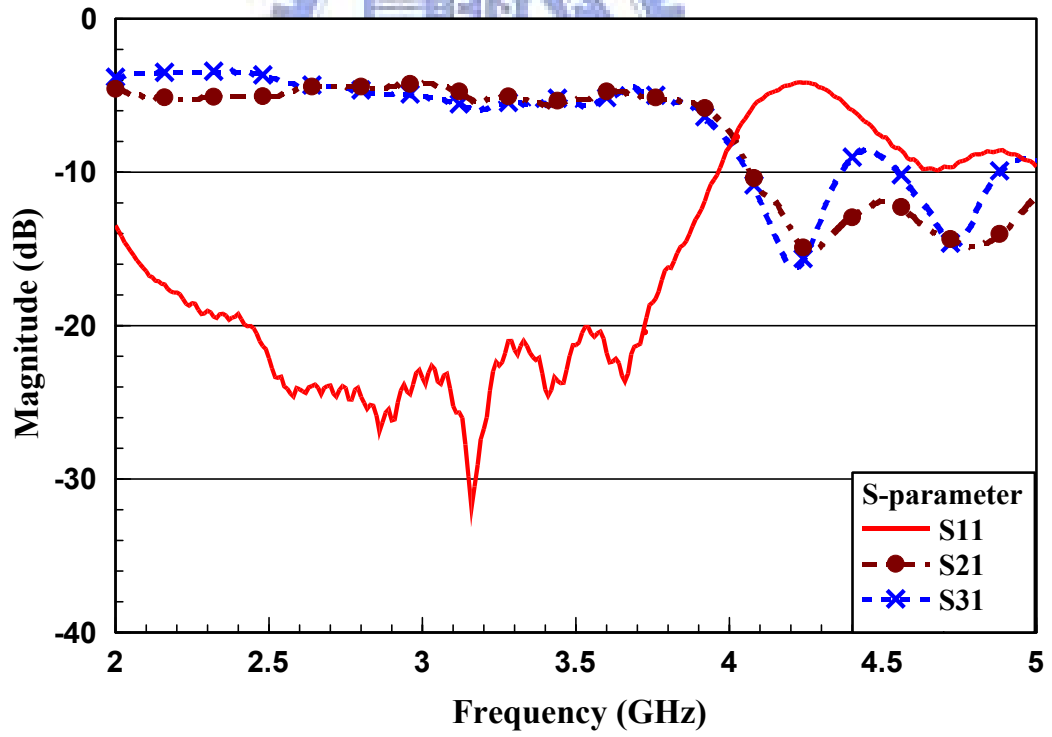
(c)

圖 4-11 兩 PIN 二極體皆為導通之散射參數(a)模擬值大小

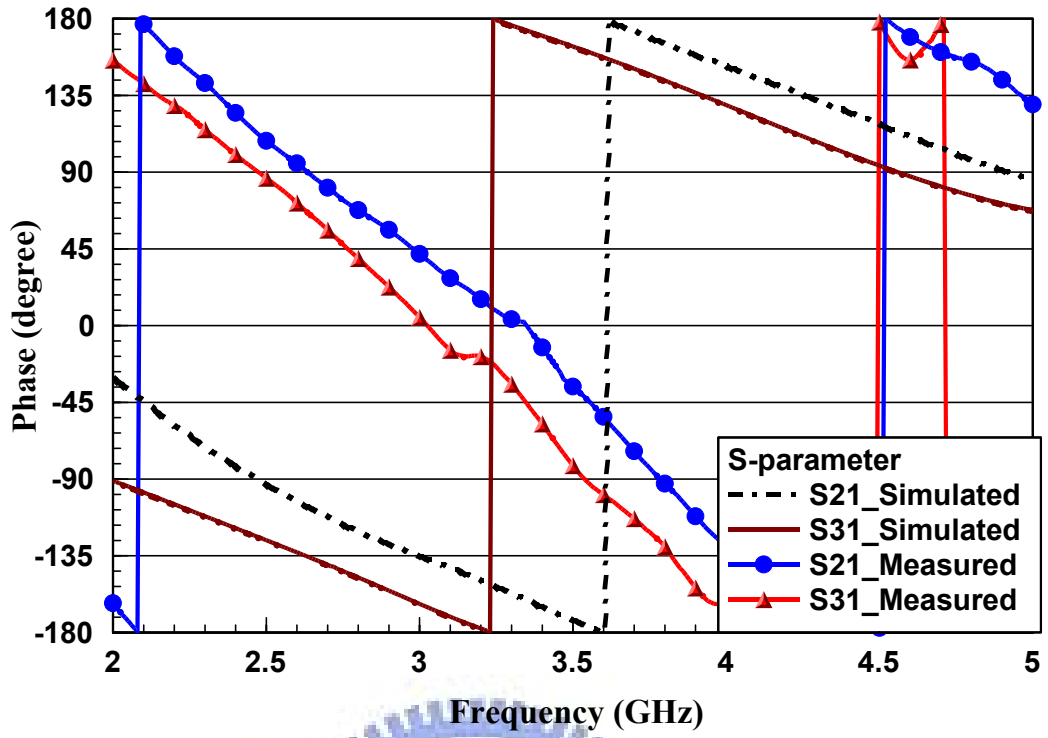
(b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位



(a)



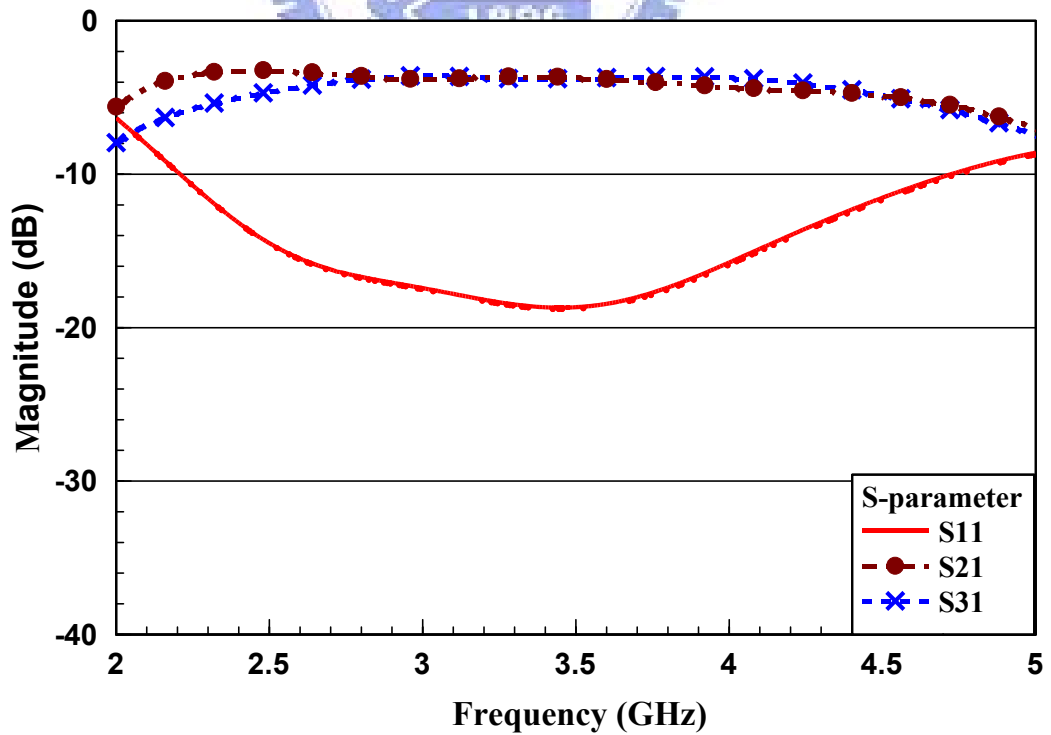
(b)



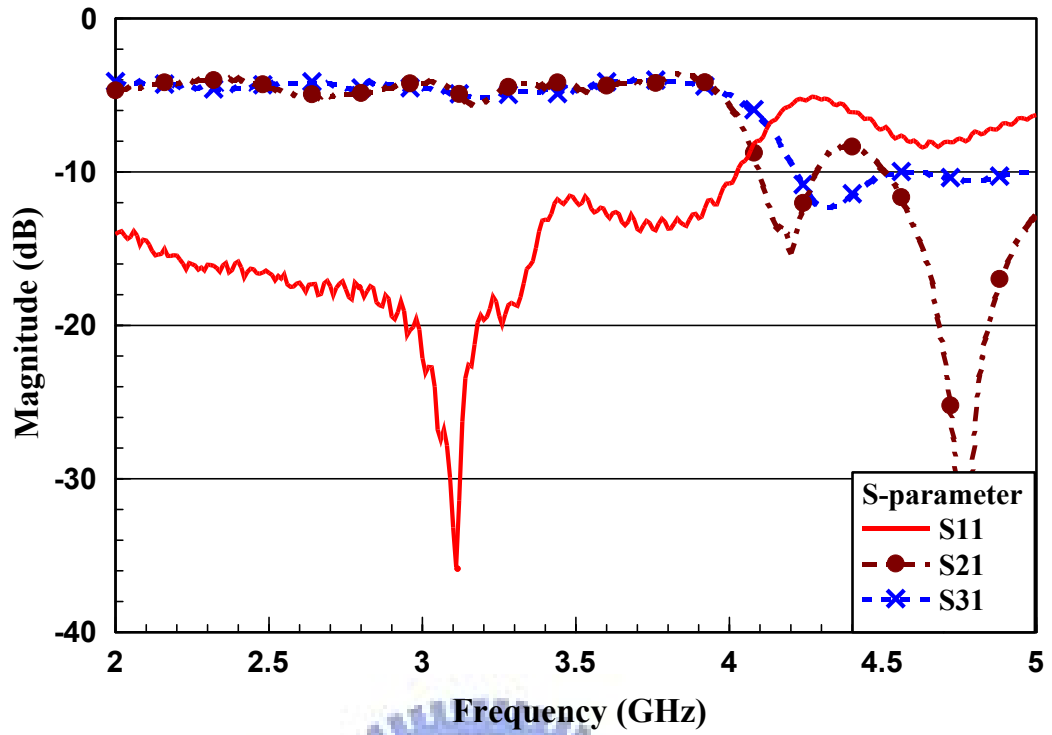
(c)

圖 4-12 D_1 : 不導通, D_2 : 導通之散射參數(a)模擬值大小

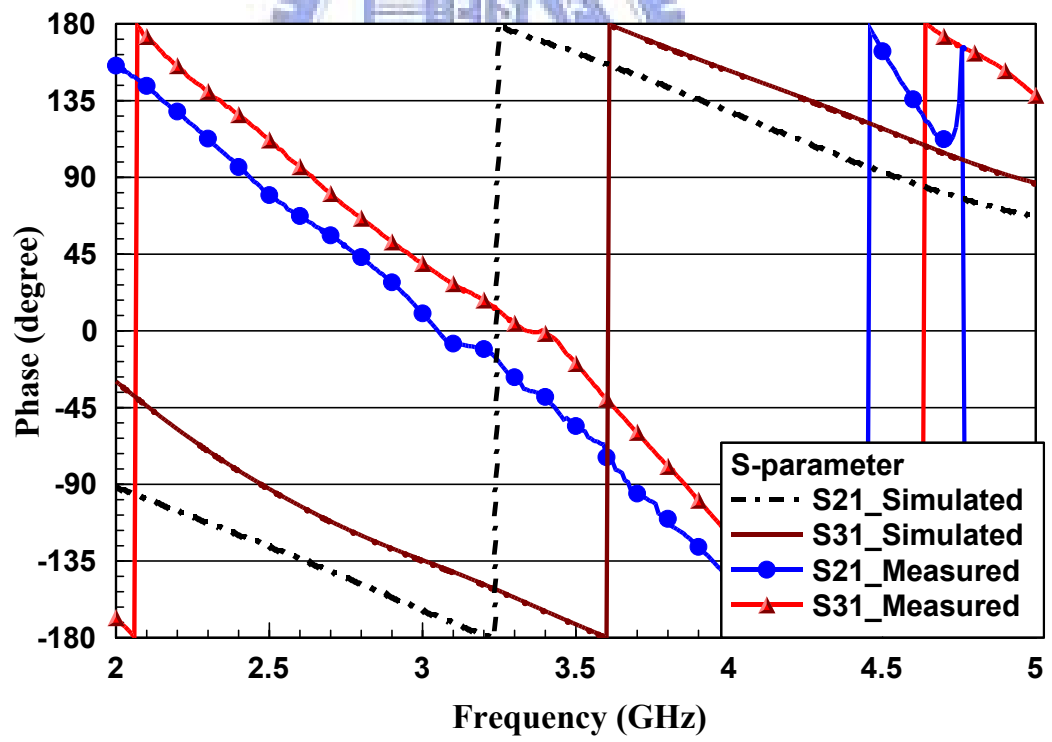
(b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位



(a)



(b)



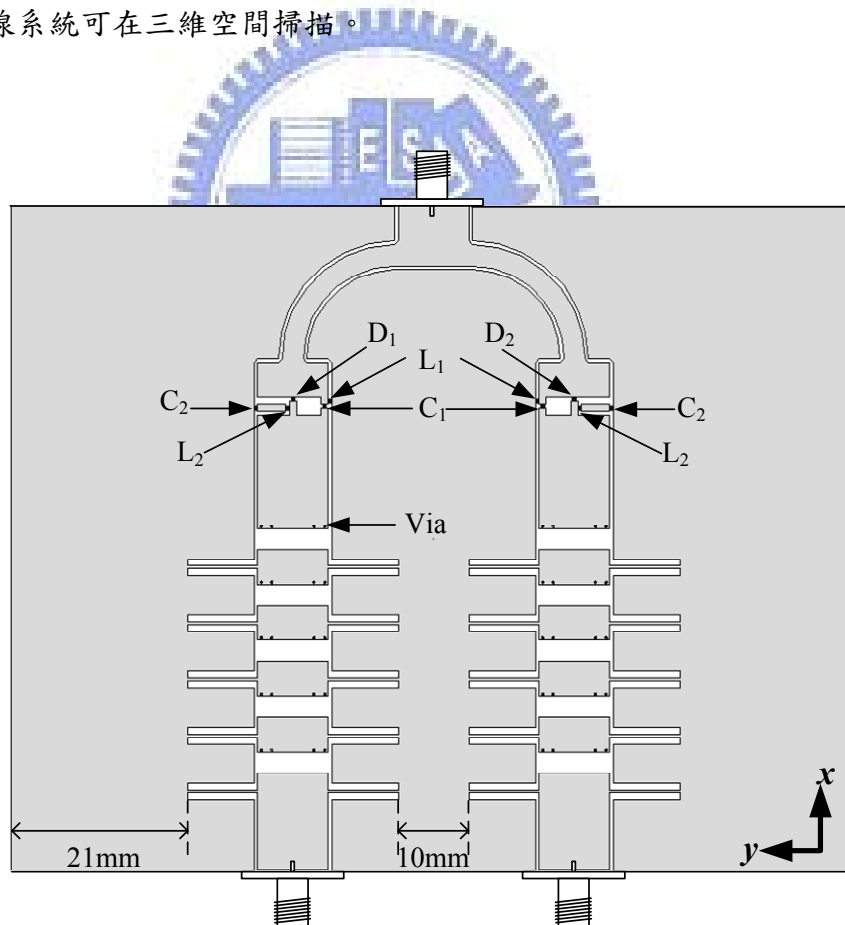
(c)

圖 4-13 D_1 : 導通, D_2 : 不導通之散射參數(a)模擬值大小

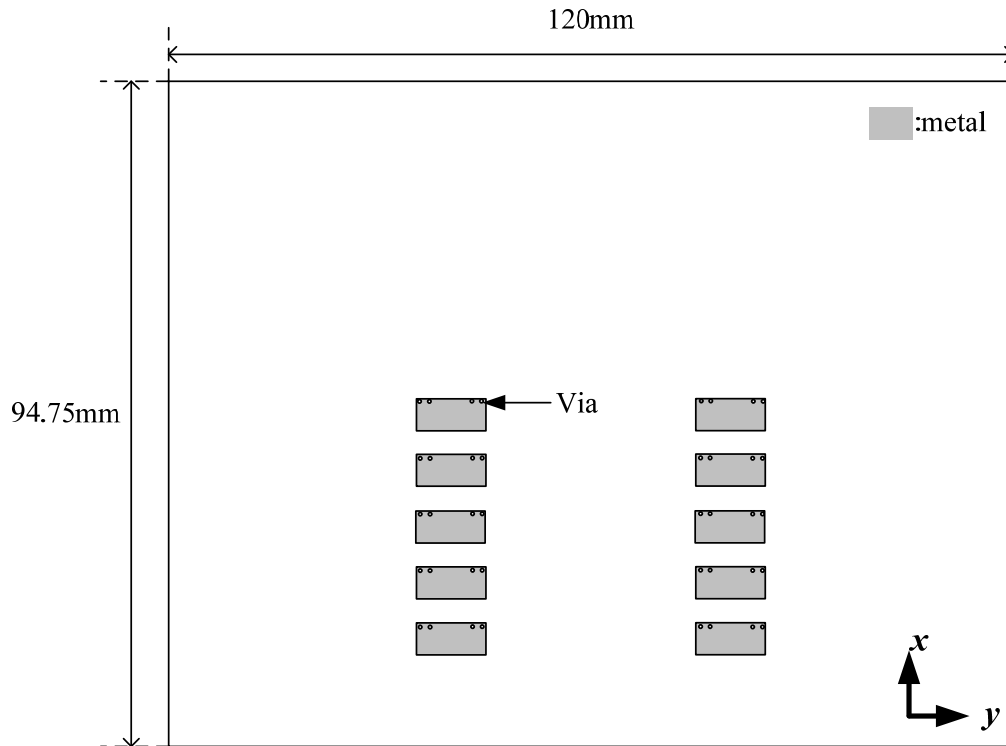
(b)量測值大小 (c)模擬與量測的相位

4.5 三維空間切換波束掃描天線

在本節中要敘述如何將操作在 2.75~3.9GHz 的 CRLH 洩漏波天線利用二極體做為移相器開關的設計概念來達到掃描波束的效果，最後我們會將電路切換器的控制電路與天線做整合，以平面印刷電路板技術來實現。圖 4-14 所設計的新型切換波束掃描天線的詳細架構，其中 D_1 與 D_2 為 PIN 二極體，而設計過程中的各參數值參考圖 3-4、表 3-1、圖 4-6 及表 4-1。這個架構主要先是由共平面波導作饋入，再接到上一節所設計的經由 PIN 二極體與控制電路做為移相功能開關的分波器，最後連接到我們所設計的 CRLH 洩漏波天線。在這個設計中為了能夠於 x - z 平面作波束掃描，因此我們設計一洩漏波天線。而為了能於 y - z 平面作波束切換掃描，我們利用天線陣列的方式來達到此目標。即是我們設計的天線系統可在三維空間掃描。



(a)



(b)
圖 4-14 切換波束掃描天線架構(a)俯視圖 (b)仰視圖

接下來討論波束切換的功能，當能量從輸入端進來，緊接著能量就會送到我們所設計的分波器中，透過 PIN 二極體與控制電路來決定讓輸出埠之訊號相位是否相同，首先我們只導通二個開關的其中一個，使得其中一移相器不能正常工作，不導通的輸出埠訊號相位則會領先導通的輸出埠訊號相位，導致分波器的兩個輸出埠之訊號相位不同。而在 CRLH 洩漏波天線的輻射區，能量將幾乎平均分配到每一個輸出埠，進而激發所設計的 CRLH 洩漏波天線，使其向外輻射。如此我們便可透過這樣簡單的機制，利用開關來切換 y - z 平面波束方向。

最後來做個總結，在我們所設計的掃描波束天線，可導通任一二極體，使得單一移相器不可正常工作，若同時導通兩個二極體則輸出埠的訊號相位是相同，就可切換波束在 y - z 平面切換三個方位。也就是說，透過 PIN 二極體的開關來切換波束。而我們也利用 CRLH 洩漏波天線的主波束在 z - x 平面有描頻的特性，而掃描的範圍可從後向 (backward) 到垂向 (broadside) 掃描再從垂向 (broadside) 到前向 (forward)。利用洩漏波天線

及天線陣列的特特使得我們設計的天線系統可在三維空間掃描。

4.6 模擬結果與實作量測

接下來我們使用 Ansoft 公司的全波模擬軟體 HFSS 來分析討論所設計的掃描波束天線的反射損失與輻射場型。在利用全波模擬軟體設計天線的過程中，我們假設直流阻斷器與射頻抗流圈的是理想的，因此可以忽略切換電路器的實際影響。而當作電路切換開關的 PIN 二極體操作在短路時則用一條金屬銅線來取代 PIN 二極體；而當二極體偏壓低於操作電壓時，二極體開路就用一寬度為 0.5mm 左右的狹縫來取代 PIN 二極體。這樣的假設有助於我們在天線設計與模擬上更為簡單與快速。

首先來看整體的模擬結果，單一二極體導通與全部導通時的散射參數。從圖 4-15 可以發現，由於我們將各個部分匹配設計良好，所以在只單一導通與全部導通時匹配相當好，反射損耗在兩種情形都有在 -10dB 以下，可以順利工作。另外也可以發現在導通不同二極體時，反射損耗除了在設計的工作頻段有共振外，還另有其它深處，其原因推測是受到 CRLH 洩漏波所產生的影響，但不影響整體工作。

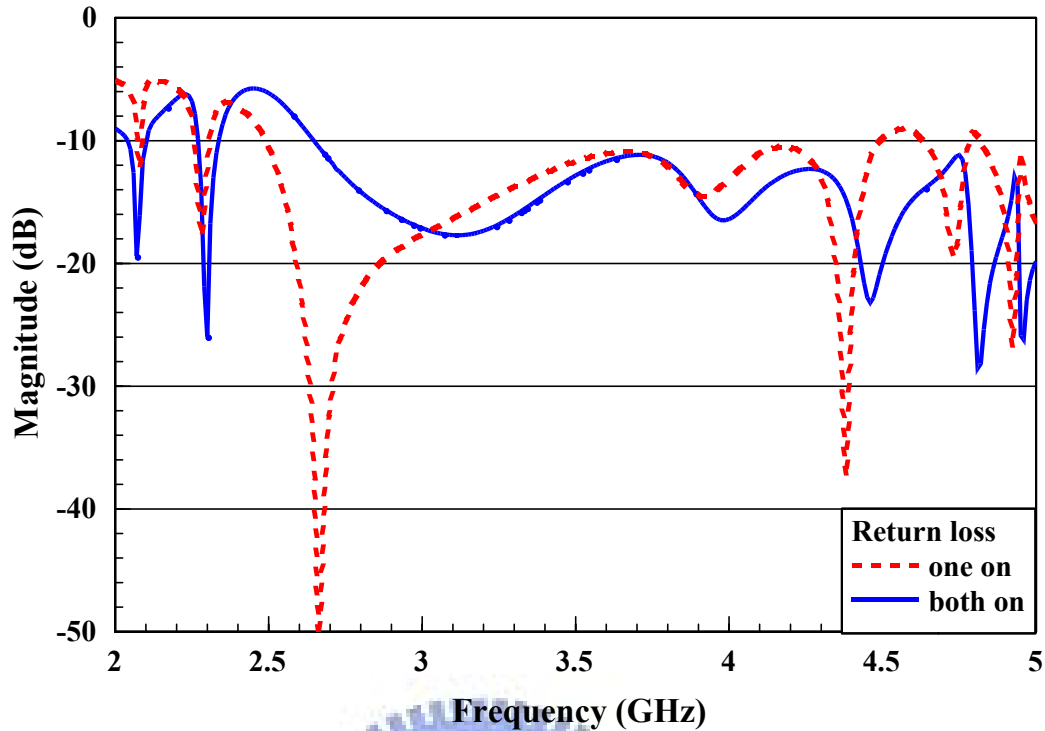
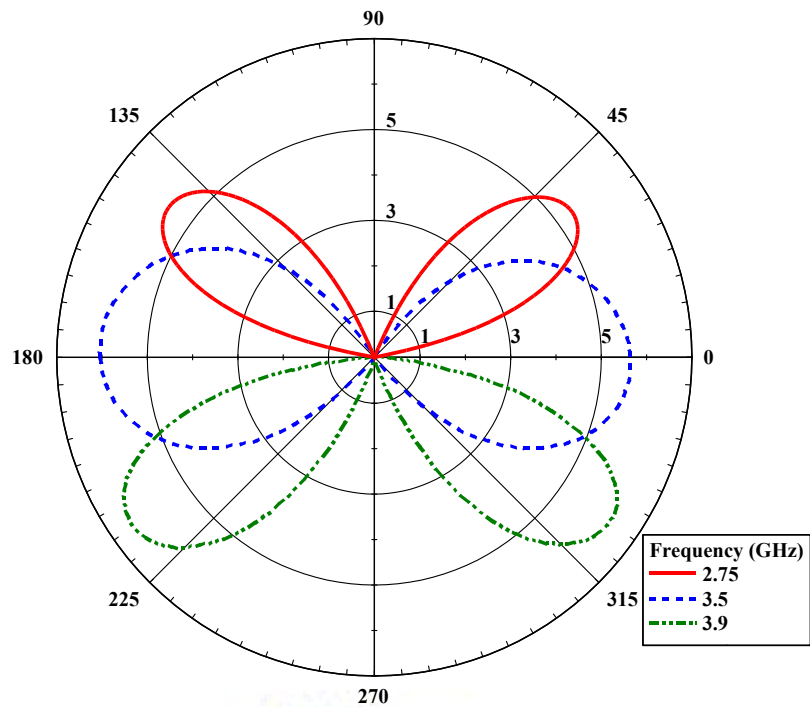


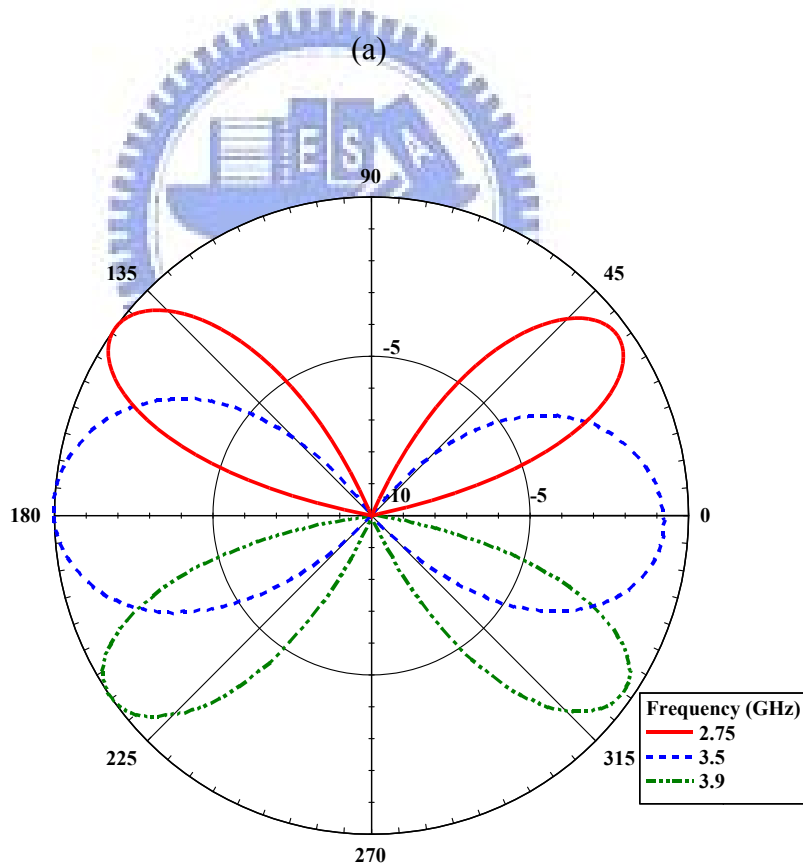
圖 4-15 整體反射損耗的模擬結果

緊接著來看所設計的掃描波束天線的遠場輻射場型。圖 4-16 為二個二極體皆導通時，在不同操作頻率的 $x-z$ 平面的遠場輻射場型都表示在同一張圖上。當操作頻率為 2.75GHz、3.5GHz 及 3.9GHz，在基板下方及上方的最大輻射增益及方向如表 4-2 及表 4-3。我們利用二極體的導通與否在兩天線的輸入訊號產生相位差，使得在 $y-z$ 平面可切換波束方向，但是我們只列出操作頻率為 3.5GHz 之情況，因為在量測上此頻率為垂向輻射，故可輕易量得 $y-z$ 平面的輻射場型。若在此頻率輻射場型有此其切換的角度則我們也可知道其它頻率點也有其特性。而可切換的角度接近 7 度，每個方位的輻射增益都約為 5.5dB 且都具指向性，如圖 4-17 當操作頻率為 3.5GHz 時，在基板下方及上方的最大輻射增益及方向如表 4-4 及表 4-5。

我們可以看出當操作頻率為 3.5GHz 時，在 $y-z$ 平面上確實有切換波束的功能，證實我們的理論與實際上是可行。且我們在量測時只可以準確量測在垂向輻射時有無切換波束的功能，但是我們可從理論得知在其它的輻射頻率也是具有此功能的。在我們的設計中，因天線間彼此互相平行，即使距離很近，彼此間互相耦合(mutual coupling)的效應會相當的小而不會造成影響。由模擬的結果看來我們成功地設計了切換波束天線掃描。



(a)



(b)

圖 4-16 x - z 平面的模擬遠場輻射場型(a)dBi (b)規一化

操作頻率(GHz)	2.75	3.5GHz	3.9GHz
增益(dBi)	5.6	6.03	6.47
角度(degree)	144	178	215

表 4-2 於基板下方， $x-z$ 平面各頻率之輻射增益及方向的模擬值

操作頻率(GHz)	2.75	3.5GHz	3.9GHz
增益(dBi)	5.4	5.6	6.3
角度(degree)	36	359	325

表 4-3 於基板上方， $x-z$ 平面各頻率之輻射增益及方向的模擬值

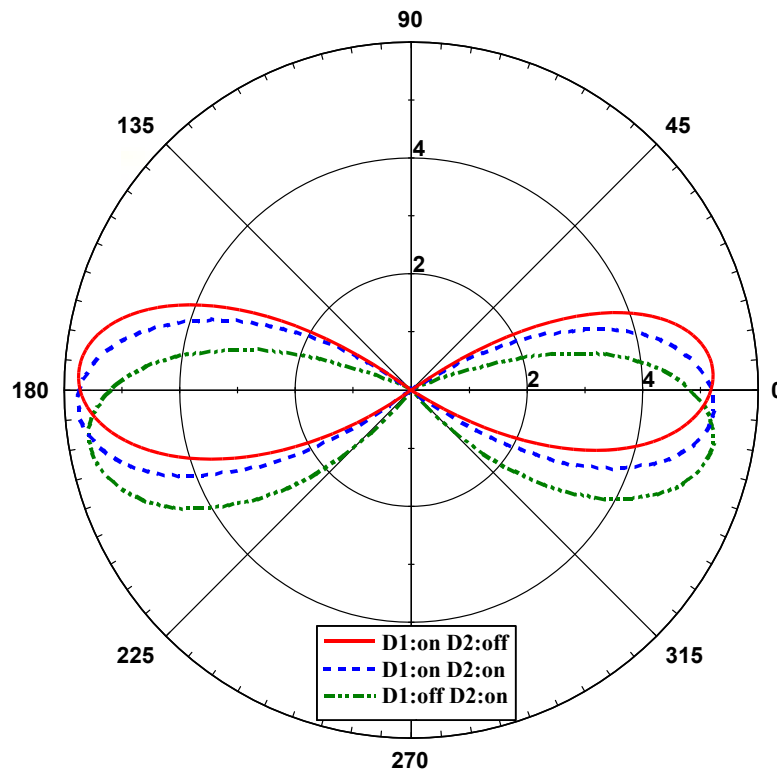


圖 4-17 $y-z$ 平面的模擬遠場輻射場型

二極體導通情況	D_1 :off D_2 :on	D_1 :on D_2 :on	D_1 :on D_2 :off
增益(dBi)	5.63	5.76	5.75
角度(degree)	190	183	176

表 4-4 於基板下方， $y-z$ 平面的遠場輻射場型之模擬值

二極體導通情況	D ₁ :off D ₂ :on	D ₁ :on D ₂ :on	D ₁ :on D ₂ :off
增益(dBi)	5.3	5.23	5.2
角度(degree)	350	357	4

表 4-5 於基板上方，y-z 平面的遠場輻射場型之模擬值

而在實作量測的部分，我們是以 HP8720 網路分析儀來進行散射參數對頻率的數據量測，輻射場型則是以 HP 8530A 天線量測系統在無反射實驗室內量測得到的輻射場型與增益，圖 4-18 考慮了實際的射頻阻擋器與二極體控制電路的實體照片，整體的面積為 116.75mm×120mm。接下來我們來看三種二極體導通情形的射參數，如圖 4-19 所示。實作部分的反射損耗的頻寬雖比模擬結果差，可能是利用模擬軟體設計的過程中，我們無法將電路切換器與射頻抗流圈的實際影響考慮進去，而假設電路切換器為理想所導致的誤差，當然也有可能來自實作時的人為誤差。而在 CRLH 洩漏波天線輻射區的頻段 (2.75GHz~3.9GHz) 時，三種二極體導通的情況的反射損耗皆有低於-10dB，所以切換波束掃描天線是可行的。

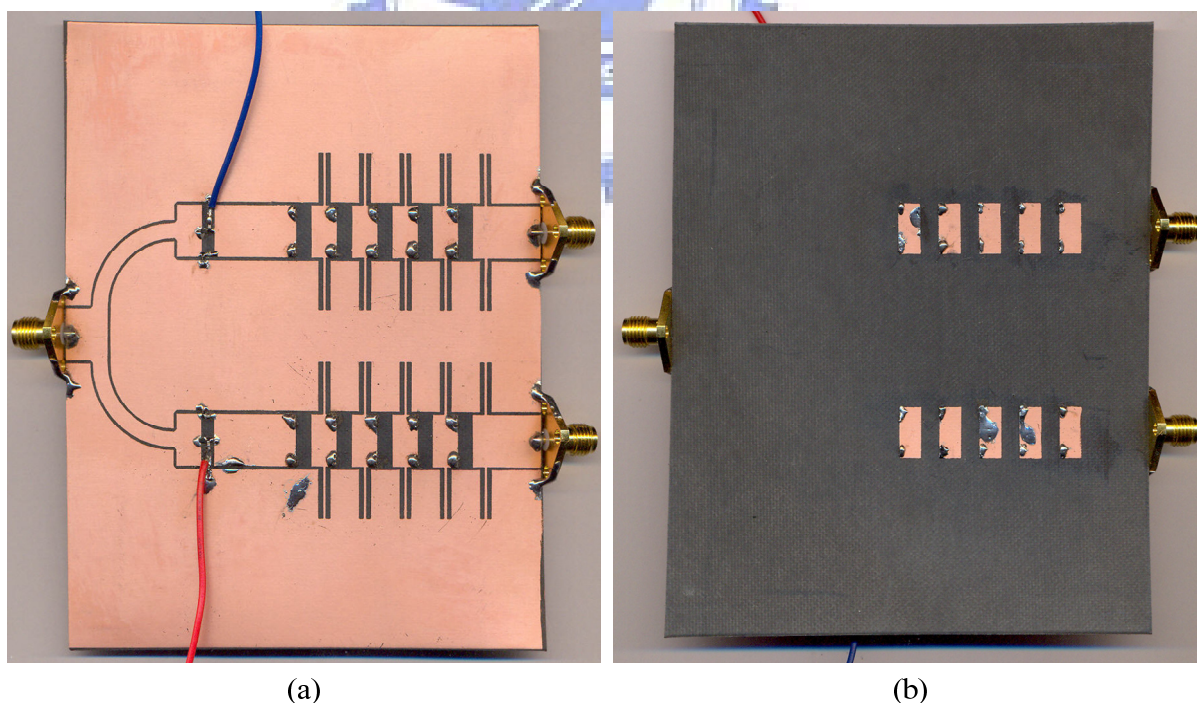


圖 4-18 切換波束掃描天線實體圖(a)基板上層 (b)基板下層

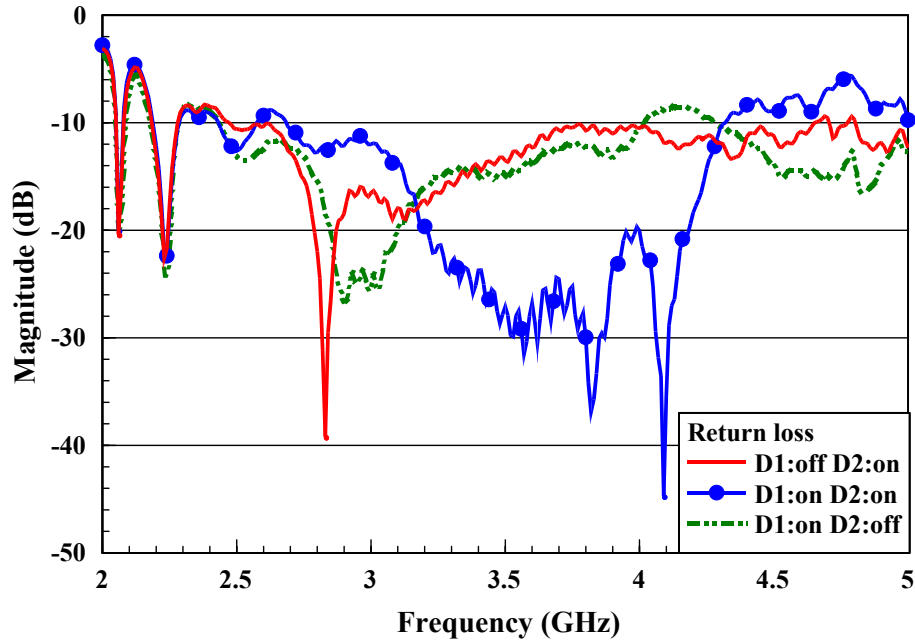
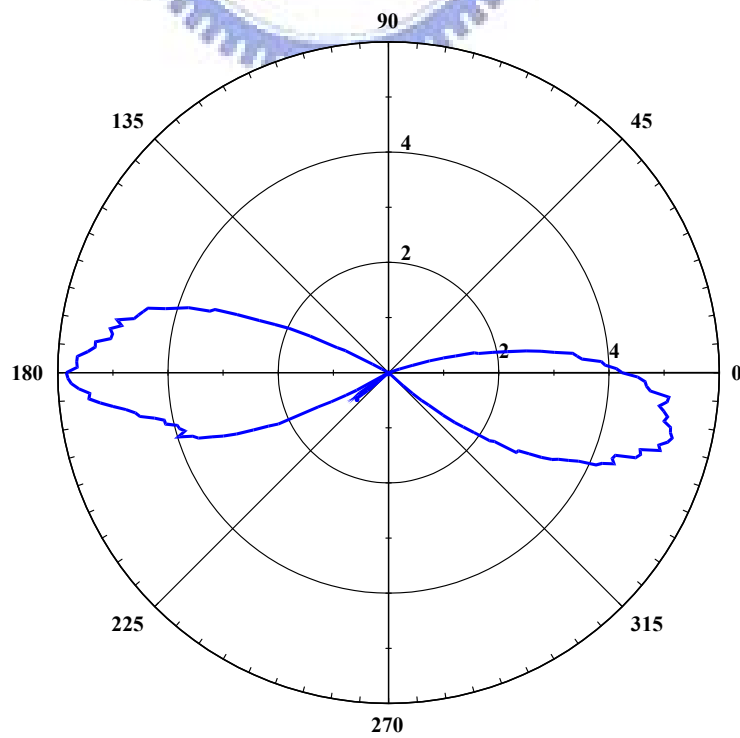
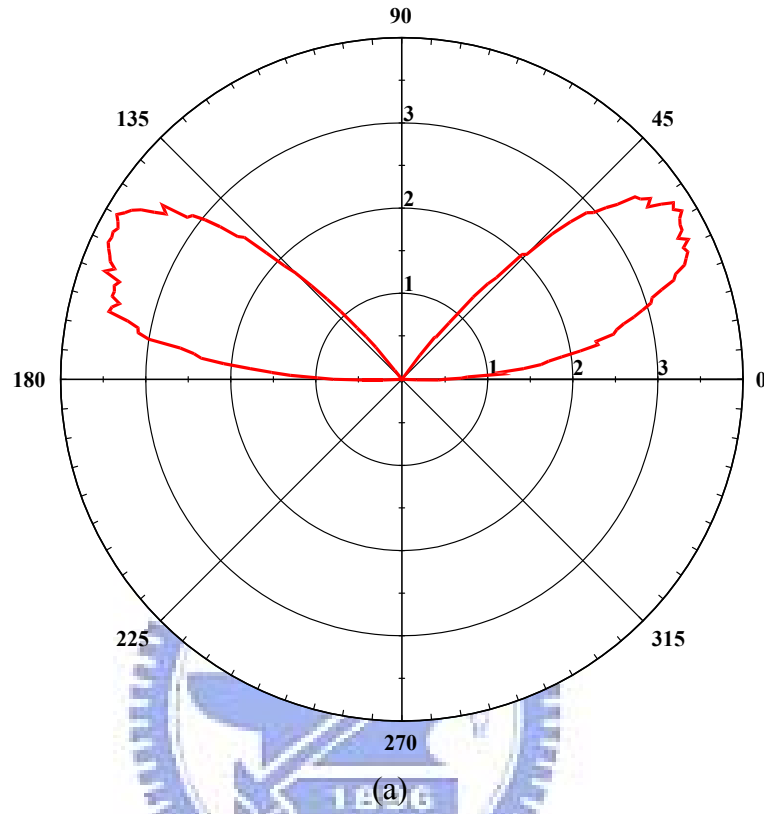


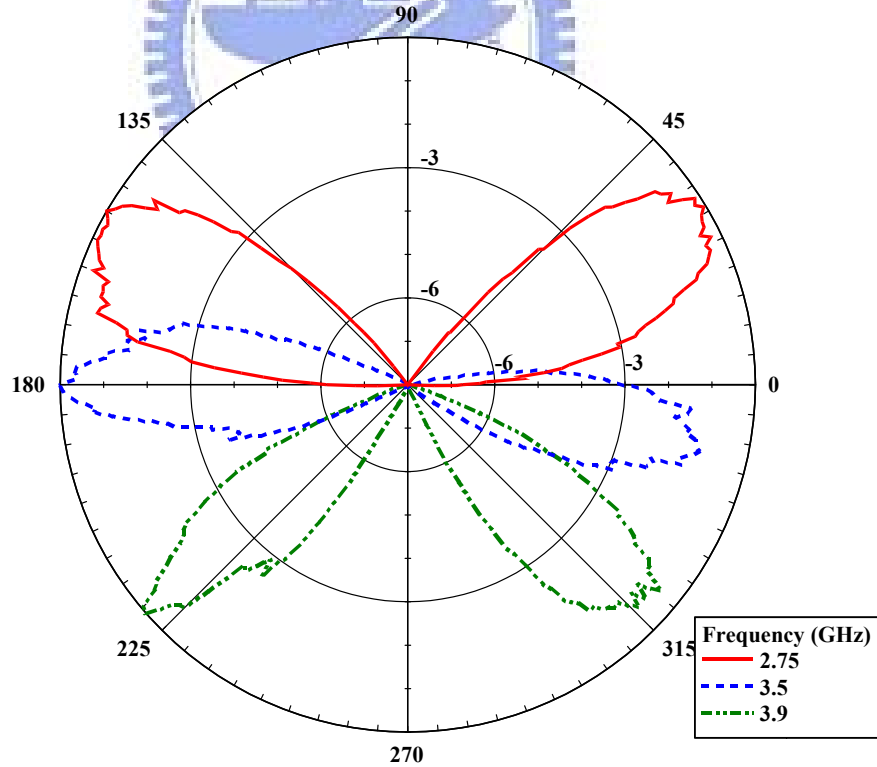
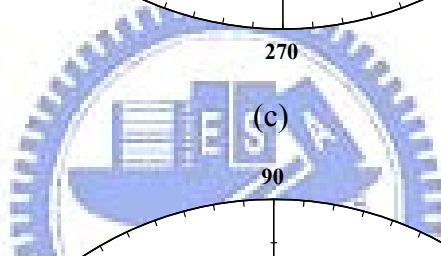
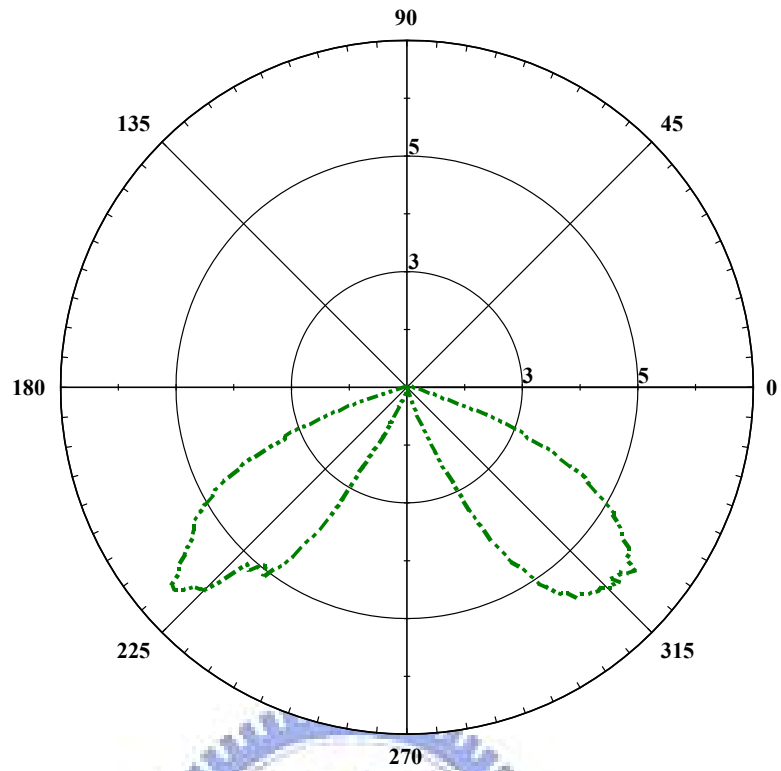
圖 4-19 整體反射損耗的量測結果

接著來看量測的輻射場型，圖 4-20 二極體皆為導通時在 $x-z$ 平面的輻射場型。由圖中可見模擬與實作波束掃描情形完全相同，在 $x-z$ 平面具有掃頻的特性。在 2.75GHz 到 3.5GHz 之間為左手的輻射區域，而此時的相位常數 β 為負，所以導致主波束的方向為後向(backside)。在 3.5GHz 到 3.9GHz 之間為右手的輻射區域，而此時的相位常數 β 為正，所以導致主波束的方向為前向(forwardside)。最後的輻射場型能在 $x-z$ 平面形成一個隨著頻率掃描的 CRLH 洩漏波天線。當操作頻率為 2.75GHz、3.5GHz 及 3.9GHz，在基板下方及上方的最大輻射增益及方向如表 4-6 及表 4-7。其量測的主波束方向在 319 度及 215 度和量測增益分別為 6.3dBi 及 6.5dBi。而三個頻率點的量測半功率波束寬(half power beamwidth)分別為 36 度，27 度及 25 度。

在切換波束的部分參考圖 4-21，圖中說明三種不同的天線輸入訊號相位的情況，我們可以看到每個切換波束方向所量測出來的輻射增益大都是在 5.2dBi 附近。量測的輻射增益但比模擬值少，因為之前就討論過，模擬與實作本來就會有所誤差，再加上與量測環境、擺設高度以及設備的校準都有很大的關係，因此這樣的誤差是可以預期的。而在整體合併之後，更會因分波器所產生的等效電路中電感電容以及額外加上去的集總元件而消耗能量，還有切換相位所使用的 PIN 二極體開關當導通時的介入損失(insertion

loss), 且當開關導通時需外加直流電流通過, 使整體功率消耗增加。因為這些原因損耗能量, 所以會使整體切換波束掃描天線增益比起單一支天線的增益來得更小, 而實際量測出來為 5.2dBi 附近, 這樣的結果是可以預期也可接受的。





(d)

圖 4-20 $x-z$ 平面的遠場輻射場型(a)2.75GHz (b)3.5GHz
(c)3.9GHz (d)規一化

操作頻率(GHz)	2.75	3.5	3.9
增益(dBi)	3.85	5.84	6.33
角度(degree)	150	180	221

表 4-6 於基板下方， $x-z$ 平面各頻率之輻射增益及方向

操作頻率(GHz)	2.75	3.5	3.9
增益(dBi)	3.83	5.23	6.01
角度(degree)	31	348	321

表 4-7 於基板上方， $x-z$ 平面各頻率之輻射增益及方向

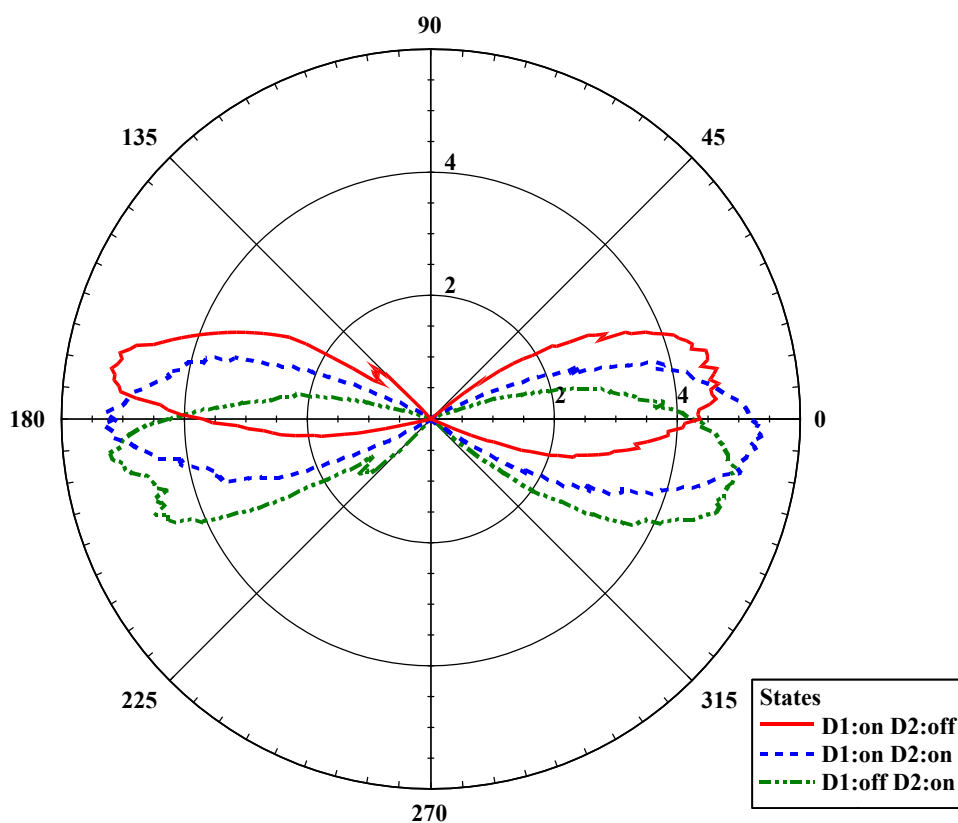


圖 4-21 $y-z$ 平面的遠場輻射場型

二極體導通情況	D1:on D2:off	D1:on D2:on	D1:off D2:on
增益(dBi)	5.25	5.33	5.22
角度(degree)	171	181	188

表 4-8 於基板下方， $y-z$ 平面的遠場輻射場型

二極體導通情況	D1:on D2:off	D1:on D2:on	D1:off D2:on
增益(dBi)	4.71	5.3	4.99
角度(degree)	10	359	348

表 4-9 於基板上方， y - z 平面的遠場輻射場型

4.7 心得與討論

本章所提出的切換波束掃描天線，我們是利用 CRLH 洩漏波天線在 x - z 平面擁有掃描的特性。其掃描的範圍隨著頻率增加，可在基板下方從 150 度到 223 度掃描而基板上從 31 度到 318 度掃描。而在 y - z 平面切換波束其設計的概念是將 PIN 二極體嵌入在分波器的輸出埠，並透過導通不同 PIN 二極體來切換輸入天線之訊號相位。而在切換波束的部分，可在基板下方 174 度、181 度及 186 度使切換而基板上從 13 度、359 度及 348 度使切換。整個切換波束掃描天線，可因應複雜的通訊環境而操作在某個切換模態，以提升無線接取能力，對於天線之間也不會有互相耦合的問題。根據上述分析與所有量測數據結果，證明天線無論在散射參數、增益和場型皆有不錯的效能，僅有些微差。而整體上大致與所提出之理論差異不大，也足以證明此設計概念為可行的，成功的設計出可控制切換波束掃描天線，達到掃描三維空間的效能，以印刷技術達成完全平面化的要求。

第五章 結論

(Conclusion)

本論文在第三章先提出了一個一維 CRLH 洩漏波天線，為了縮短一般洩漏波天線的長度，因為一般洩漏波天線及現有的 CRLH 洩漏波天線要洩漏百分九十的能量到空間中，需要很長的傳輸線才可達到此目標。因此我們利用共平面波導的傳輸線結構及將左手串聯電容部份的面積變小，以提高其洩漏常數。且同時也是為了配合後面的切換波束掃描天線運用上，提供一個平面的掃描。我們將其 CRLH 電路單元的色散圖設計為平衡式的，才可達到在一個平面上連續性地掃頻。設計 CRLH 電路單元時，運用基板下層設計 MIM 電容，使得我們不用再另外增加一片基板節省了不少資源。且利用 MIM 電容可達到縮小整體面積的目的以提高洩漏常數。本論文所設計的一維 CRLH 洩漏波天線，有很多不同以往傳統洩漏波天線的優點，第一，因為 CRLH 洩漏波天線的工作模態包括了輻射區和導波區，相較於右手結構而言主模永遠都是導波區，需在高階模態才可達到輻射的效果，但是為了激發高階模態需要較複雜及較沒有效益的激發。第二，CRLH 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° 到 90° 的範圍內連續掃描，而傳統的天線並不能向後輻射，因為它相位常數大於零，同時也不能垂向(broadside)輻射。

在第四章，我們先是設計了一個分波器及移相器，為了可使輸出之訊號相位有所不同，利用 PIN 二極體的開關來切換分波器輸出訊號的相位，可以激發兩 CRLH 洩漏波天線的輸入訊號具有不同的相位，使得主波束在 $y-z$ 平面造成偏向或者透過同時導通兩個 PIN 二極體做原本 $x-z$ 平面的掃描。這樣的設計，主波束在原本 $x-z$ 平面上隨著頻率增加而掃描，可達到在基板上方及下方都約有 70 度的連續掃描範圍，且在 $y-z$ 平面上可切換主波束的偏向。這樣的結果進而增加系統容量及改善通訊品質，這是本論文在切換波束掃描天線的設計上的一些關鍵技術所在。

本論文提出此 CRLH 洩漏波天線比現有洩漏波天線的長度，有大幅度縮短。由於此

平面式的共平面波導 CRLH 洩漏波天線，具有體積小、低成本，且易積體化的特點，可應用在商業。而其整體的創新性上仍不盡完美，在未來仍有許多可以改善以及進步的空間。第一，在分波器的部分，輸出埠的數目雖可增加，但是卻會影響分波器的反射損耗的好壞，所以得重新設計分波器中的四分波長的特徵阻抗。第二，針對一個實際的整合型通訊系統做實務性的計與建構。第三，此切換波束掃描天線整體的損耗過大，前端分波器、移相器與主動元件 PIN 二極體會消耗約 1dB 的能量，另外更有其它損耗。未來有興趣之研究者可以本論文作為參考，針對以上提出之研究方向與建議深入研究，冀望未來研究能提出改進方式來改善這些問題。



参考文献

- [1] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.47, pp. 2075-2084, 1999.
- [2] R. A. Shelby, D. R. Smith and S. Schultz, "Experimental verification of a Negative Index of Refraction," *Science* 292, pp. 77-79, 2001.
- [3] I. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, and T. Itoh., "Arbitrary dual-band components using composite right/left handed transmission lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1142-1149, April 2004.
- [4] H. Okabe, C. Caloz, and T. Itoh, "A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped-element left-handed transmission-line section," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 798-804, March 2004.
- [5] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 980-992, March 2004.
- [6] A. Sanada, K. Murakami, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line," in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, Oct. 2004, pp. 1341-1344.
- [7] W. Menzel, "A new travelling wave antenna in microstrip," *Arch. Elektron. Uebertrag. Tech*, vol. 33, no. 4, pp. 137-140, Apr. 1979.
- [8] A. A. Oliner and K. S. Lee, "The nature of the leakage from higher-order modes on microstrip line," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Baltimore, 1986, pp. 57-60.
- [9] 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.
- [10] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [11] 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.
- [12] A. Rahman, Y. Hao, Y. Lee, and C.G. Parini, "Effect of unit-cell size on performance

of composite right/left-handed transmission line based leaky-wave antenna,” *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 13, pp. 788-790, Jun. 2008.

- [13] A. A. Oliner, “Leaky-wave antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed, R.C. Johnson, Ed. New York: McGraw-Hill, 1993, ch. 10.
- [14] H. V. Nguyen and C. Caloz, ”Simple-design and compact MIM CRLH microstrip 3-dB coupled-line coupler”, in Proc. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, USA, June 2006, 1733-1736.
- [15] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application*. New York: Wiley 2004.
- [16] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.

