

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

基板合成波導雙工器與

圓極化天線之設計



**Design of Diplexer and Circular Polarized Antenna by
Substrate Integrated Waveguide technology**

研究生：陳佳聲

(Jia-Sheng Chen)

指導教授：陳富強 博士

(Dr. Fu-Chiang Chen)

中華民國九十九年八月

基板合成波導雙工器與
圓極化天線之設計

**Design of Diplexer and Circular Polarized Antenna
by Substrate Integrated Waveguide technology**

學 生：陳佳聲

Student : Jia-Sheng Chen

指導教授：陳富強 博士

Advisor : Dr. Fu-Chiang Chen



Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of science

in

Communication Engineering

August 2010

Hsinchu , Taiwan

中華民國 九十九 年 八 月

基板合成波導雙工器與圓極化天線之設計

研究生:陳佳聲

指導教授：陳富強 博士

國立交通大學電信工程研究所

摘要

近年來，在對於設計高品質因素，低成本，高功率的微波原件上，與傳統金屬波導管去有相似性能的基板合成波導技術逐漸受到重視。本論文主要係主要利用此技術，來應用在天線設計以及微波原件設計上。本篇論文第一個主題便是設計一基板合成波導方向耦合器，並將其應用在圓極化天線設計上。基於傳統圓極化天線設計上，在軸比3dB頻寬普遍因九十度相角差不易維持，容易因頻率上變動而改變，使得多數圓極化天線之圓極化頻寬受到限制。本結構利用基板合成波導在多孔耦合設計上九十度相角差的特質加上藉由槽孔耦合的方式來增加整體天線的頻寬，以設計出一具有較寬圓極化頻寬的圓極化天線。第二個主題為利用基板合成波導技術來設計一直角耦合之共振腔濾波器，並將其應用在微波元件中雙工器的設計上，來達成一設計尺寸較目前設計方式更為縮小的雙工器製作，提出在對此微波原件設計上的另種縮小方法。

Design of Diplexer and Circular Polarized Antenna by Substrate Integrated Waveguide technology

**Student: Jia-Sheng Chen
Chen**

Advisor: Dr. Fu-Chaing

**Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University**

Abstract

Recently, a new technique called the substrate integrated waveguide (SIW) has been proposed and developed as relatively attractive for high-power, low-cost, high-quality, and high-density integration of micro- and millimeter-wave components. Characteristics of such SIW structures were similar with the conventional rectangular waveguides. This thesis mainly utilizes this technology to design circular polarized antenna and microwave component. The first topic of this thesis is designing a two-whole SIW coupler and then applying it to design a circular polarized antenna. For enhancing the circular polarized bandwidth of traditional polarized antenna, this thesis utilized the characteristics of SIW multihole combined with the methods of slot-coupled antenna to achieve the purpose of enhancing the circular polarized bandwidth. The second topic of this thesis is using a corner-coupled resonator to design a filter and then applying it to design a diplexer , providing a novel way in the field of designing a compact diplexer.

誌謝

首先感謝我的指導教授陳富強博士，在這兩年來不管是課業或是待人處世方面所給予我的啟發與指導，以及鼓勵我完成學業的教誨，提供我一個優良的研究環境和良好設備。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。

在研究所求學的過程中，特別感謝孝寧學長在研究上的協助，以及實驗室同學佑俞，哲宇，阿如與實驗室學弟大餅、Webber、秋宇、聲維、書瑋平日的關心與研討，紓解生活壓力，讓實驗室就像一個大家庭一樣，一起成長。也感謝正元學長、漢維、子淵、育涵、俊宇的協助。同時對於在研究過程中幫助過我的夥伴們也一併感謝，無論是在研究上或是課業上，因為有你們的相伴使我的碩士生涯能夠在遇到困難時有所化解。

最後要感謝我的家人給我的鼓勵與支持，父母的關心與照料，是讓我能夠不斷在求學生涯上不放棄的最大推手。因此，在當我獲的學士學位時，這一切的成就是屬於你們的，沒有你們就沒有今日的我，謝謝你們！

目錄

誌謝	iv
目錄	v
表目錄	vii
圖目錄	viii
第一章 簡介	1
1.1 研究動機	1
1.2 相關研究	2
1.3 內容提要	3
第二章 基板合成波導方向耦合器理論	4
2.1 基板合成波導	4
2.1.1 基板合成波導的特性	5
2.1.2 基板合成波導與平面電路的轉接結構	7
2.2 方向耦合器設計	9
2.2.1 多孔耦合器 [27]	20
2.2.2 Riblet 短槽耦合器	21
第三章 基板合成波導圓極化天線設計	24
3.1 圓極化天線設計	24
3.1.1 單饋入圓極化天線設計	25
3.1.2 微帶金屬薄片天線	26
3.2 基板合成波導圓極化天線設計概念分析	29
3.3 基板合成波導圓極化天線設計架構	30
3.4 基板合成波導圓極化天線量測數據分析	34
3.5 設計心得與天線效能探討	41
第四章 基板合成波導共振腔理論	43
4.1 矩型波導共振腔 [27]	43
4.2 基板合成波導共振腔 [27]	45
4.3 基板合成波導帶通濾波器設計	46
4.3.1 傳統共振腔帶通濾波器	46
4.3.2 共振腔直角耦合帶通濾波器	47
第五章 利用基板合成波導共振腔研製雙工器	51
5.1 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計	51
5.1.1 Riblet 短槽耦合器設計模擬	51
5.1.2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計原理	54
5.2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器量測分析	57

5.3 三埠雙工器設計	59
5.4 三埠雙工器量測數據分析	61
第六章 結論	64
參考文獻	65



表目錄

第二章	
表 2-1 電極化係數與磁極化係數 [27].....	14
第三章	
表 3-1 SIW 多孔耦合圓極化天線設計參數.....	32
表 3-2 天線之量測效果與性能評估表.....	41
表 3-3 效能比較.....	42
第四章	
表 4-1 基板合成波導傳統型共振腔濾波器設計參數.....	46
表 4-2 直角共振腔耦合帶通濾波器設計參數.....	48
第五章	
表 5-1 Riblet 短槽耦合器設計參數.....	52
表 5-2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計參數.....	56
表 5-3 三埠雙工器設計參數.....	60
表 5-4 效能比較.....	61



圖目錄

第二章

圖 2-1 層壓波導基本結構[14]	4
圖 2-2 基板合成波導之結構圖[19]	5
圖 2-3 基板合成波導之損耗模擬結果	6
圖 2-4 (a)基板合成波導結構(b)理想無窮邊界基板合成波導截面(c)有限邊界的基板合成波導[20]	7
圖 2-5 基板合成波導轉接至微帶線結構[21]	8
圖 2-6 共平面波導轉接至基板合成波導之背對背結構[22]	8
圖 2-7(a)矩形波導與(b)微帶線之電場分佈[21]	9
圖 2-8 微波功率的分流與合併(a) 功率分流(b) 功率合併	9
圖 2-9 無限長波導管中任意磁流源與任意電流源示意圖	10
圖 2-10 以極化電流及極化磁流，等效導電牆上孔徑的推導過程	13
圖 2-11 分析波導橫截金屬面上的孔徑問題用	17
圖 2-12 利用共用寬面金屬牆上孔徑耦合的平行波導[27]	18
圖 2-13 雙孔波導管方向耦合器的基本操作原理	20
圖 2-14 Riblet 短槽耦合器(a)結構圖及(b)上視與側視尺寸圖	21
圖 2-15 Riblet 短槽耦合器偶模態分析示意圖	22
圖 2-16 Riblet 短槽耦合器奇模態分析示意圖	23

第三章

圖 3-1 圓型極化電場分佈圖	25
圖 3-2 常見單饋入圓形極化設計	26
圖 3-3 半波長共振矩形微帶金屬薄片天線	28
圖 3-4 短槽耦合饋入微帶金屬薄片天線示意圖	29
圖 3-5 SIW 多孔耦合圓極化天線工作原理	30
圖 3-6 SIW 多孔耦合圓極化天線	31
圖 3-7 SIW 多孔耦合器實作圖	33
圖 3-8 SIW 多孔耦合圓極化天線實作圖	33
圖 3-9 基板合成波導圓極化天線散射參數	35
圖 3-10 左手圓極化(LHCP)場型圖	37
圖 3-11 右手圓極化(RHCP)場型圖	39
圖 3-12 左旋極化與右旋極化軸比對頻率變化圖	40
圖 3-13 總天線增益對頻率之變化圖	40
圖 3-14 相位差對頻率的響應圖	41

第四章

圖 4-1 矩形共振腔(a)結構與(b)其 TE101 和 TE201 之電場分佈 [27].....	43
圖 4-2 矩形波導之幾何結構 [27].....	45
圖 4-3 基板合成波導傳統型共振腔濾波器.....	47
圖 4-4 傳統共振腔濾波器散射參數.....	47
圖 4-5 直角共振腔耦合帶通濾波器.....	48
圖 4-6 (a) 直角共振腔耦合帶通濾波器散射參數(b) 調動 W 所得到 S21 的變化.....	49
圖 4-7 與傳統共振腔帶通濾波器之插入損失比較.....	50

第五章

圖 5-1 Riblet 短槽耦合器.....	52
圖 5-2 Riblet 短槽耦合器模擬結果.....	54
圖 5-3 Riblet 結合傳統共振腔帶通濾波器之雙工器工作原理.....	55
圖 5-4 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器.....	55
圖 5-5 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器實作.....	56
圖 5-6 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器散射參數曲線模擬與量測對照圖.....	58
圖 5-7 三埠雙工器.....	59
圖 5-8 三埠雙工器結構.....	60
圖 5-9 三埠雙工器實作圖.....	61
圖 5-10 三埠雙工器模擬與量測結果.....	62
圖 5-11 雙工器隔離度比較圖.....	63

第一章 簡介

1.1 研究動機

在代的微波通訊系統中，多數元件採用本身微小且平面化的傳輸線，例如微帶線或共面波導的結構，來達成一般主被動微波元件整合的目的。而具有低損耗(low loss)和高功率承載(high power handling)的矩形波導(rectangular waveguide)在實際應用上，也常被應用於通訊系統中微波元件的設計。一般而言，金屬矩形波導管元件的製造較為昂貴，而且金屬矩形波導元件與其它電路整合時，需要複雜的轉接電路，這些轉接電路在毫米波頻段，製作較為困難，且會增加整體製作成本，不適合大量生產。

近年來，由於 D. Deslandes 和 K. Wu 提出基板合成波導(substrate integrated waveguide, SIW)的概念[15,16]，使得矩形波導除了傳統的金屬封裝結構外，也能在一般的平面電路版上製作。不僅降低波導的體積與製作成本，且更易於與其他平面電路整合在一起，同時具備了低功率損失並可用以製造高品質因子(quality factor)元件。基板合成波導是在 PCB 基板上利用金屬連通柱陣列實現矩形波導架構，波導主模與金屬矩形波導主模之場型及電流分佈都十分相似，並且只需簡單轉接結構，即可將導波能量傳遞至其他電路。在本論文中，將利用基板合成波導技術設計圓極化天線及微波原件。圓極化天線是藉由多孔徑耦合原理設計的耦合器，產生九十度的相差，而產生圓極化的功能。微波原件的應用上則為雙工器的設計製作，設計原理與量測結果在往後章節將會完整詳述。

現今通訊系統中不同的通訊系統架構所要求的極化特性並不相同，而圓極化天線具有不因發射端或接收端天線擺放位置的不同就有很大差異性的缺點，避免掉發射與接收天線因極化不匹配的關係而造成極化損耗。因此圓極化天線對於近年來熱門的無線傳能以及在衛星通訊及 GPS 定位上應用普遍度極高。近年來已逐漸出現利用基板合成波導來設計製作的圓極化天線，例如：利用以共平面波導作饋入搭配共振腔以及十字形槽孔的

圓極化天線設計[1]，或者透過錐形狹縫饋入(tapered slot feed)的方式搭配環狀槽孔來做設計[2]，也有以雙垂直槽孔做微幅射單元並加以設計製作成為天線陣列來達成高增益圓極化天線[3]等。

本論文第一部分提出一種新的設計方式，採用基板合成波導架構所設計的耦合器來製作原極化天線。因為使用此法所產生九十度相角差對頻率變化不甚敏感，因此能夠提高原極化頻寬，提升效能。

另一方面，在現今的通訊系統除了講求低廉成本以及輕巧的元件體積以外，又同時期望能有不錯的效能。這樣的前提下，即便傳統的波導管有絕佳的效能，在與主動電路連接時，仍然存在著要透過複雜且較為昂貴的轉接電路來做轉換的缺點。為了解決此些缺點，利用平面式的基板合成波導技術來製作微波原件遂在近年來開始受到研究。而在通訊系統中的必要元件為雙工器，雙工器主要功能為對所要採用的頻率作切換。相對於傳統方式製作的雙工器，以基板合成波導來製作可易於與主動平板電路連接，同時達到縮小其體積並降低製作成本。

本論文第二部分即是利用 Riblet 耦合器原理中的波導模態混成來設計製作微波原件中的雙工器。同時更進一步利用共振腔原理，對其進行改良，透過此法，設計出一以基板合成波導技術的雙工器。

1.2 相關研究

在早先的文獻對於基板合成波導的基本特性已提出廣泛深入的探討[4]-[6]。例如： TE_{10} 及 TE_{20} 截止頻率的理論經驗公式論述[6]以及與主動電路聯結的轉接電路設計[4]。此外，為減少厚基板微帶線的損耗，便有研究提出共平面波導與基板合成波導的轉接[7]，以降低微帶線的損耗。

基板合成波導已應用於多種微波原件之設計上。以有許多研究設計者將其技術應用在微波濾波器 (filter)[8,9]、低相位雜訊振盪器(oscillator)[10]、環行器 (circulator)[11]、低損耗的波導管之功率分波器 (powerdivider)[12]及波導管開槽 (waveguide slot antenna) 天線[13]等電路設計上。

1.3 內容提要

本論文第一部分提出以多孔徑耦合的方式，來設計相差九十度的耦合器，在利用槽孔耦合的方式將其應用在圓極化天線設計上。設計頻帶為 IEEE C band。本論文第二部分則先以兩個 Riblet 耦合器串接一二階傳統共振腔來設計製作雙工器。然而為加強其隔離度，接著再重新以共振腔理論重新設計一改良版本。本論文研究內容，除了交代天線及雙工器之設計流程外，對於原理以及特性均有說明。以下分為五個章節做說明：

第一章 簡介。簡單敘述本論文之研究動機以及應用價值，同時提及各章摘要。

第二章 基板合成波導及其方向耦合器製作理論及研製。簡單介紹基板合成波導發展及其原理，同時簡述其特性，包括基板合成波導之損耗特性、饋入方式、設計原理、平面電路轉接結構。同時也介紹多孔徑耦合器設計理論以及推導、Riblet 短槽耦合器理論。

第三章 基板合成波導圓極化天線設計製作。延續第二章的多孔徑耦合器概念，將相差九十度的幅射由垂直的槽孔耦合到上層的 PATCH 輻射出去，進而產生圓極化的效果。由於九十度相差是單純由波導中的路程差所產生，因此對頻率的敏感度較不高，具有提升圓極化天線頻寬的作用。

第四章 基板合成波導共振腔理論。首先介紹傳統波導管共振腔原理，接著說明基板合成波導之共振腔的設計原理，同時對傳統共振腔帶通濾波器設計以及直角耦合共振腔帶通濾波器設計進行模擬並比較分析其效能。

第五章 基板合成波導雙工器之設計製作。首先延續第二章所之 Riblet 短槽耦合器，將其與傳統共振腔進行串接來實現理論。藉由觀察模擬及實作效能後，進一步進行改良。利用具傳輸零點之直角耦合共振腔濾波器來設計一改良型式的雙工器，以提高其隔離度，增加其應用範圍。

第六章 結論。將本論文所提出之基板合成波導應用在圓極化天線設計以及微波原件中的雙工器設計做一總結。

第二章 基板合成波導方向耦合器理論

2.1 基板合成波導

由 Uchimura、Takenoshita 和 Fujii 等人於 1998 年提出的層壓波導[14]，如圖 2-1 所示，即使用多層印刷電路板形成矩形波導結構，乃基板合成波導的前身。2001 年，D. Deslandes 和 K. Wu 等人提出基板合成波導概念[15,16]，此概念乃是利用簡單的傳輸線轉接結構將導波能量從其他平面傳輸線，轉接至矩形波導。利用這種方式製作波導，在實現在平面電路設計的同時，也可將電路尺寸縮小，同時更容易與主動電路連接。

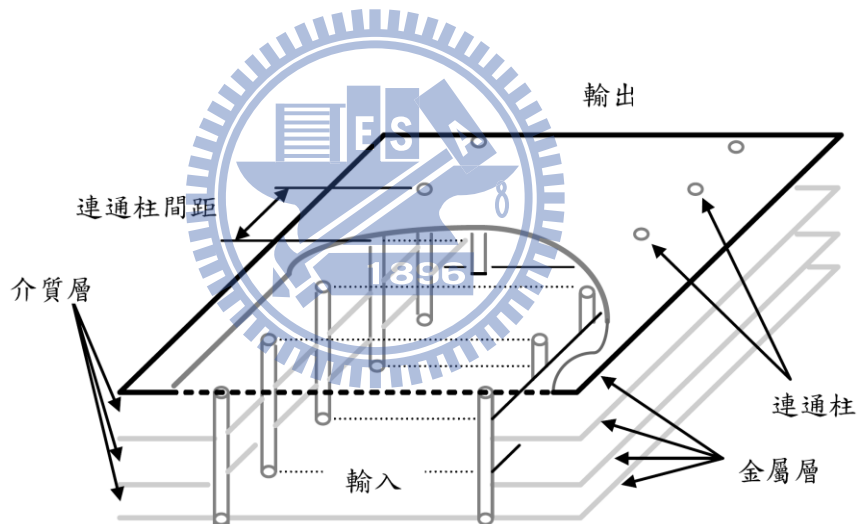


圖 2-1 層壓波導基本結構[14]

基板合成波導是利用光子邊界間隙(photonic bandgap)結構的理論觀念，所延伸出的微波矩形波導結構，而光子邊界間隙理論可參考由 E.Yablonovitch 所提出之文獻[17]。近年來，陸續有許多學者，利用此概念在微波領域中設計低損失高品質因子(Qfactor)被動電路。在此以矩形基板合成波導為例，說明基板合成波導的結構。圖 2-2 所示，藉由在印刷電路板上下兩面金屬的介質中，打上一整排金屬連通柱來形成側面幾乎封閉的排列，當金屬連通柱列的間隙夠小時能等同於矩形介質波導的導波結構，意即如同金屬牆

封住上下左右的結構，而使能量集中在基板合成波導的結構內傳播。

2.1.1 基板合成波導的特性

根據[18]，其金屬連通柱穿孔之間距至少要小於 1/5 波長，才可將大部分能量留在內部。如果間距小於 1/10 波長，可使導波能量幾乎完全不洩漏至損失至波導外，此可經由電磁模擬驗證。圖 2-3 為基板合成波導之金屬連通柱尺寸與損失之模擬結果[19]。

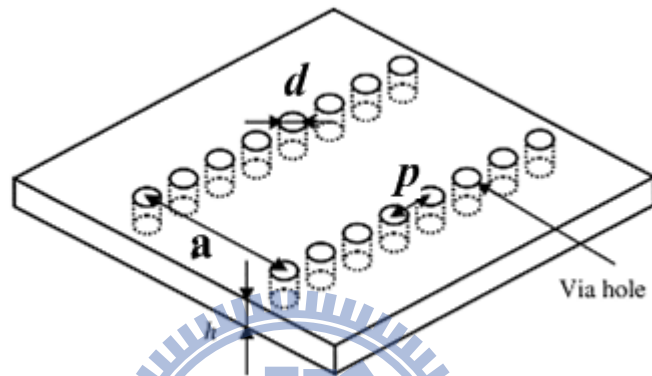
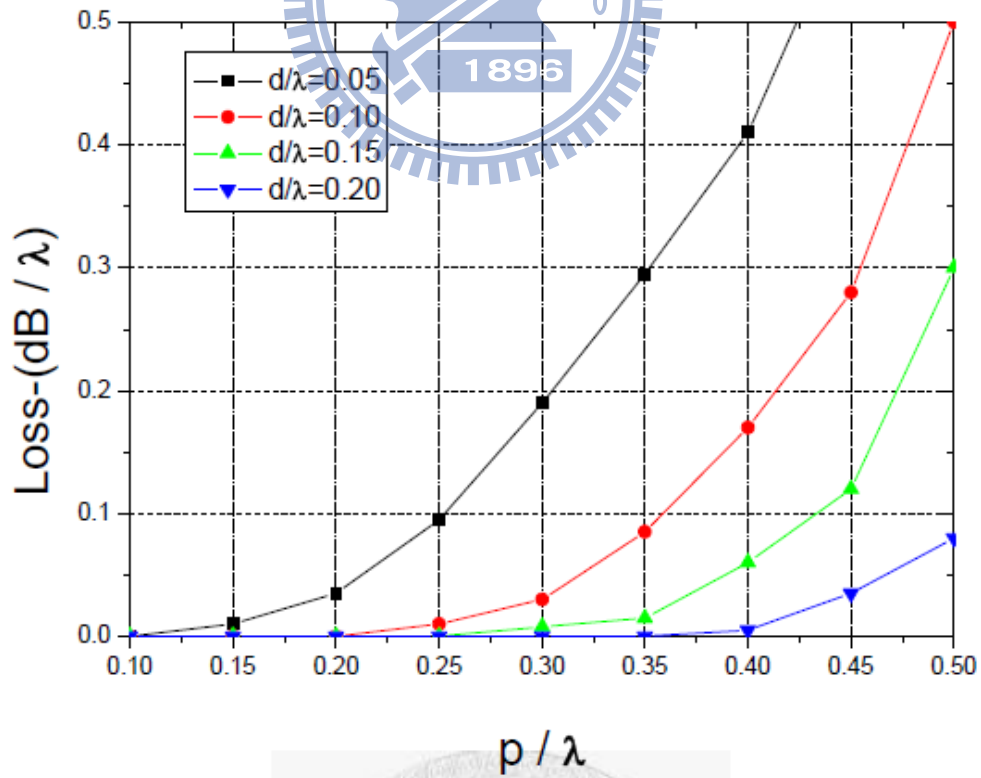


圖 2-2 基板合成波導之結構圖[19]



(a)

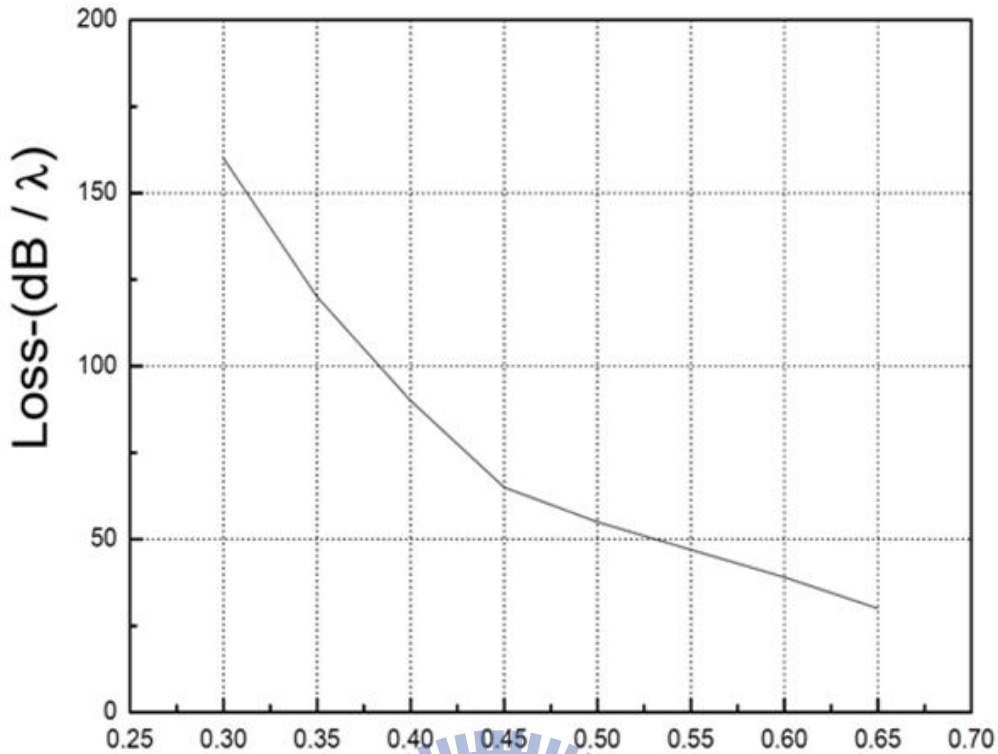


圖 2-3 基板合成波導之損耗模擬結果
 (a)金屬連通柱間距 p(b)金屬連通柱直徑 d[19]

基板合成波導基本上和傳統金屬矩形波導大致上具有共同的導波特性和。較為明顯的差別為介質基板很薄，因此少了一個方向模態的產生。在基板合成波導的設計上，依據 [20] TE₁₀ 及 TE₂₀ 截止頻率的經驗公式為

$$f_c(TE_{10}) = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_R}} \left(w - \frac{D^2}{0.95b} \right)^{-1} \quad (2-1)$$

$$f_c(TE_{20}) = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_R}} \left(w - \frac{D^2}{1.1b} - \frac{D^3}{6.6b^2} \right)^{-1} \quad (2-2)$$

其中 c 為自由空間中的光速， ϵ_R 為基板的介電常數，D 為金屬連通柱直徑，W 為基板合成波導中兩排金屬連通柱之中心到中心的距離，b 為相鄰金屬連通柱間距，對應之基板合成波導結構如圖 2.4 所示。由於操作的模態為的為 TE₁₀ 和 TE₂₀ 模態，所以基

板厚度不影響截止頻率，依據[20]經驗公式只在

$$b < \lambda_0 \sqrt{\epsilon_r / 2} \text{ 及 } b < 4D$$

的條件下才會成立。因此由(2-1)，當金屬連通柱之間距夠小時，基板合成波導的有效寬度為

$$a_{eff} = a - \frac{D^2}{0.95b} \quad (2-3)$$

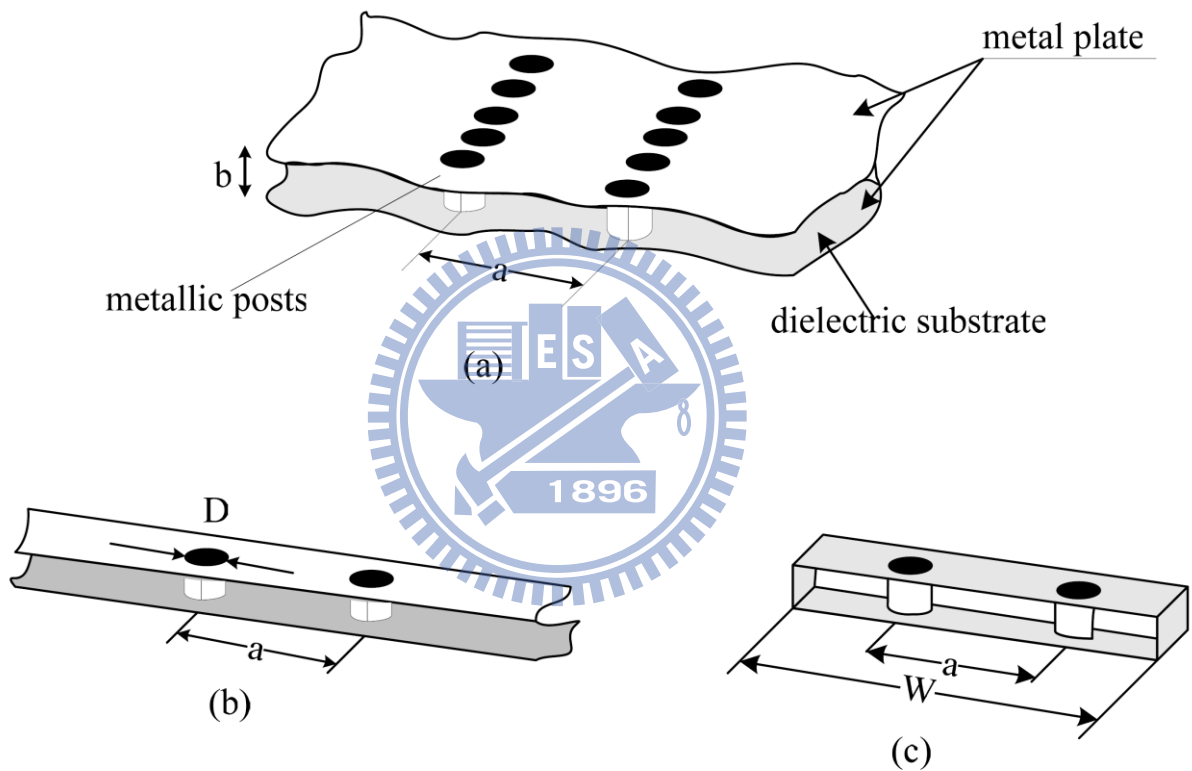


圖 2-4 (a)基板合成波導結構(b)理想無窮邊界基板合成波導截面(c)有限邊界的基板合成波導[20]

2.1.2 基板合成波導與平面電路的轉接結構

在傳統金屬矩形波導實際應用時，須要有複雜的轉接電路設計且製作昂貴。然而若使用基板合成波導卻可以避免此項缺點。由於微帶線的電場分佈與矩形波導的電場分佈大致上相同，如圖 2.7 所示，因此微帶線可以將能量適當傳遞至矩形波導。而轉接部分的 taper 線段是基於與 50 歐姆微帶線的寬度不連續的效應所採取的設計。

在圖 2.5 與圖 2.6 中，[21,22]用印刷電路板實現的基板合成波導，利用簡單結構轉接至微帶線或共平面波導電路，使基板合成波導更容易與方便與其它主被動電路整合在同一塊基板上。在耗損方面，當矩形波導高度 b 越薄時損耗將會越大，然而微帶線基板厚度越厚時損耗越大。因此如圖 2.6 所示，採取固定矩形波導厚度的方式，使用共平面波導轉接至矩形波導，可以解決微帶線損失太大的缺點。

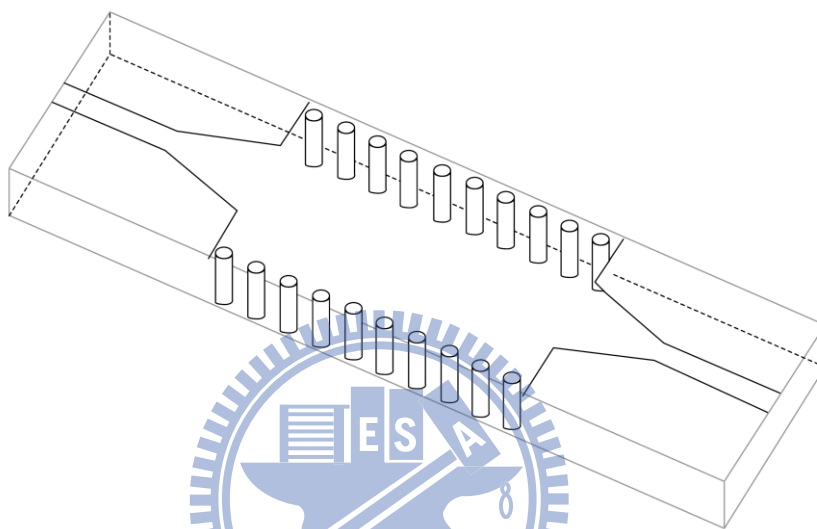


圖 2-5 基板合成波導轉接至微帶線結構[21]

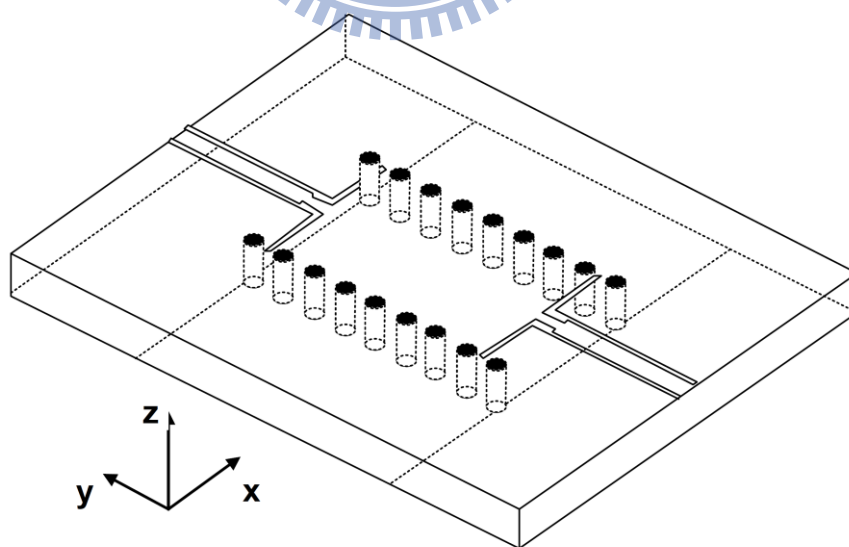


圖 2-6 共平面波導轉接至基板合成波導之背對背結構[22]

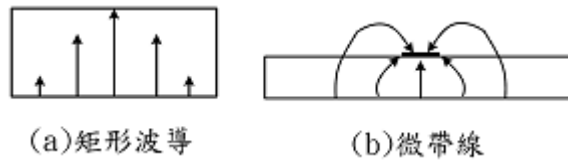


圖 2-7(a)矩形波導與(b)微帶線之電場分佈[21]

2.2 方向耦合器設計

方向耦合器為 RF 電路元件或裝置。如圖 2-8 所示，耦合器可以具有耗損性及不具耗損性的三端埠或四端埠元件。三端埠網路可以是一個 T 型的為波電路接面或其他網路，而四端埠網路則可以是方向耦合器或功率分合波器。自 1940 年代開始，耦合器被以各種形式發明生產出來。一直到最近，平面式傳輸有增無減的使用下，促進更多的新設計形式。在為波應用中，方向耦合器有諸多用途，於平衡式混波器(balanced mixer)中可提供混波的功用[23]，同時在放大器、開關、檢測器與天線等上均有其使用價值。例如其可用來組成交越耦合器(cross coupler)，配合放大器改善其輸入與輸出匹配，同時提高 1-dB 壓縮點(compression point)[24]。此外，方向耦合器亦可以配合 PIN 開關，改善輸入輸出匹配與功率負載(power-handling)能力[25]。

在諸多微波系統中，耦合器元件多以金屬波導管來製作，因此本論文將以基板合成波導技術來實現並設計，提出另種可能性。此節將敘述兩種基板合成波導方向耦合器架構，一種是利用波導管中多孔徑耦合原理來設計製作的多孔耦合器(multihole coupler)，另一種是 Riblet 短槽(Riblet short slot)耦合器[26]。

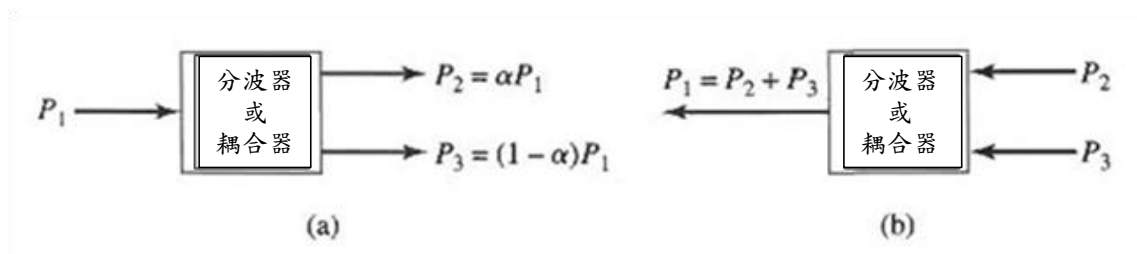


圖 2-8 微波功率的分流與合併(a) 功率分流(b) 功率合併 [27]

參考[27]，首先探討波導中任意電流源與磁流源的激發。如圖 2-9 所示，位於平面 Z_1 與平面 Z_2 間的電流源 \bar{J} ，其在 +Z 方向產生電磁場 \bar{E}^+ ， \bar{H}^+ ；在 -Z 方向則產生電磁場 \bar{E}^- ， \bar{H}^- 。

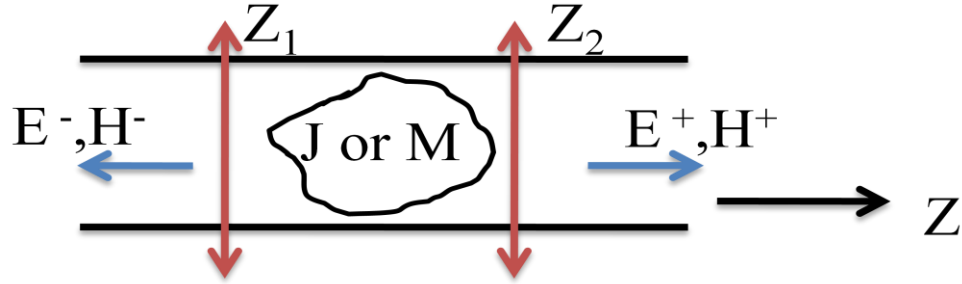


圖 2-9 無限長波導管中任意磁流源與任意電流源示意圖

這些電磁場表示式如下所示：

$$\bar{E}^+ = \sum_n A_n^+ (\hat{e}_n + \hat{z}e_{zn}) e^{-j\beta_n z}, z > z_2 \quad (2-4a)$$

$$\bar{H}^+ = \sum_n A_n^+ (\hat{h}_n + \hat{z}h_{zn}) e^{-j\beta_n z}, z > z_2 \quad (2-4b)$$

$$\bar{E}^- = \sum_n A_n^- (\hat{e}_n - \hat{z}e_{zn}) e^{j\beta_n z}, z < z_1 \quad (2-4c)$$

$$\bar{H}^- = \sum_n A_n^- (-\hat{h}_n + \hat{z}h_{zn}) e^{j\beta_n z}, z < z_1 \quad (2-4d)$$

下標 n 表示波導管中任意 TE 與 TM 模。藉由互易定理(Reciprocity Theorem)，

$$\nabla \times \bar{E}_1 = -j\omega\mu\bar{H}_1 - \bar{M}_1 \quad (2-5a)$$

$$\nabla \times \bar{H}_1 = j\omega\varepsilon\bar{E}_1 + \bar{J}_1 \quad (2-5b)$$

$$\nabla \times \bar{E}_2 = -j\omega\mu\bar{H}_2 - \bar{M}_2 \quad (2-5c)$$

$$\nabla \times \bar{H}_2 = j\omega\varepsilon\bar{E}_2 + \bar{J}_2 \quad (2-5d)$$

利用向量恆等式 $\nabla \cdot (\bar{A} \times \bar{B}) = (\nabla \times \bar{A}) \cdot \bar{B} - (\nabla \times \bar{B}) \cdot \bar{A}$

將 $\nabla \cdot (\bar{E}_1 \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \bar{H}_1)$ 展開得 $\nabla \cdot (\bar{E}_1 \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \bar{H}_1) = \bar{E}_2 \cdot \bar{J}_1 - \bar{E}_1 \cdot \bar{J}_2 + \bar{H}_1 \cdot \bar{M}_2 - \bar{H}_2 \cdot \bar{M}_1$

其散度(divergence theorem)表示式為

$$\begin{aligned} \int_v \nabla \cdot (\bar{E}_1 \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \bar{H}_1) dv &= \oint_s (\bar{E}_1 \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \bar{H}_1) \cdot d\bar{s} \\ &= \int_v (\bar{E}_2 \cdot \bar{J}_1 - \bar{E}_1 \cdot \bar{J}_2 + \bar{H}_1 \cdot \bar{M}_2 - \bar{H}_2 \cdot \bar{M}_1) dv \end{aligned}$$

先考慮電流源，即 $\bar{J}_2 = 0$ ， $\bar{M}_1 = \bar{M}_2 = 0$

$$\oint_s (\bar{E}_1 \times \bar{H}_2 - \bar{E}_2 \times \bar{H}_1) \cdot d\bar{s} = \int_v (\bar{E}_2 \cdot \bar{J}_1 - \bar{E}_1 \cdot \bar{J}_2) dv \quad (2-6)$$

此處 S 為波導管平面 Z_1 與平面 Z_2 所為空間的表面積， \bar{E}_i, \bar{H}_i 則為由 $J_i (i=1,2)$ 所產生的

電磁場。設定在 $Z \geq Z_2$ 或 $Z \leq Z_1$ 空間中的電磁場 $\bar{E}_1 = \bar{E}^\pm, \bar{H}_1 = \bar{H}^\pm$ ；且設定往 -Z 方向傳播

的第 n 皆膜態電磁場為 $\bar{E}_2 = \bar{E}_n^-, \bar{H}_2 = \bar{H}_n^-$ 。

$$\bar{E}_2 = \bar{E}_n^- = \sum_n A_n^- (\hat{e}_n - \hat{z} e_{zn}) e^{j\beta_n z}, z < z_1$$

$$\bar{H}_2 = \bar{H}_n^- = \sum_n A_n^- (-\hat{h}_n + \hat{z} h_{zn}) e^{j\beta_n z}, z < z_1$$

因為波導牆上的切線電場為零，也就是說在牆上的 $\bar{E} \times \bar{H} \cdot \hat{z} = \bar{H} \cdot (\hat{z} \times \bar{E}) = 0$ 。所以於

所選空間區域中於牆上的面積分會為零。此外波導管同一橫截面上之各膜態相互正交，

即

$$\int_{S_0} \bar{E}_m^\pm \times \bar{H}_n^\pm \cdot d\bar{s} = \int_{S_0} (\hat{e}_m \pm \hat{z} e_{zm}) \times (\pm \hat{h}_n + \hat{z} h_{zn}) \cdot \hat{z} ds = \pm \int_{S_0} \hat{e}_m \times \hat{h}_n \cdot \hat{z} ds = 0, \quad \text{for } m \neq n \quad (2-7)$$

藉由式(2-12)即式(2-15)可將式(2-14)簡化為

$$A_n^+ \int_{Z_2} (\bar{E}_n^+ \times \bar{H}_n^- - \bar{E}_n^- \times \bar{H}_n^+) \cdot d\bar{s} + A_n^- \int_{Z_1} (\bar{E}_n^- \times \bar{H}_n^- - \bar{E}_n^+ \times \bar{H}_n^+) \cdot d\bar{s} = - \int_v \bar{E}_n^- \cdot \bar{J} dv$$

將電場邊界條件帶入可在簡化為

$$\begin{aligned}
A_n^+ & \int_{Z_2} [(\overline{e_n} + \hat{z}e_{zn}) \times (-\overline{h_n} + \hat{z}h_{zn}) - (\overline{e_n} - \hat{z}e_{zn}) \times (\overline{h_n} + \hat{z}h_{zn})] \cdot \hat{z} d\overline{s} \\
& = 2A_n^+ \int_{Z_2} \overline{e_n} \times \overline{h_n} \cdot \hat{z} d\overline{s} = \int_v \overline{E_n^-} \cdot \overline{J} dv
\end{aligned}$$

意即

$$\begin{aligned}
A_n^+ & = \frac{-1}{P_n} \int_v \overline{E_n^-} \cdot \overline{J} dv = \frac{-1}{P_n} \int_v (\overline{e_n} - \hat{z}e_{zn}) \cdot \overline{J} e^{j\beta_n z} dv \\
P_n & = 2 \int_{S_0} \overline{e_n} \times \overline{h_n} \cdot \hat{z} dv
\end{aligned} \tag{2-8}$$

重複以上步驟並設定 $\overline{E_2} = \overline{E^+}$, $\overline{H_2} = \overline{H^+}$ 可得往-Z 方向傳播之振幅大小為

$$A_n^- = \frac{-1}{P_n} \int_v \overline{E_n^+} \cdot \overline{J} dv = \frac{-1}{P_n} \int_v (\overline{e_n} + \hat{z}e_{zn}) \cdot \overline{J} e^{-j\beta_n z} dv \tag{2-9}$$

同理，若設定 $\overline{M_2} = 0$, $\overline{J_1} = \overline{J_2} = 0$ ，則可推導出由磁流源所產生之電磁場振幅為

$$A_n^+ = \frac{1}{P_n} \int_v \overline{H_n^-} \cdot \overline{M} dv = \frac{1}{P_n} \int_v (-\overline{h_n} + \hat{z}h_{zn}) \cdot \overline{M} e^{j\beta_n z} dv \tag{2-10}$$

$$A_n^- = \frac{1}{P_n} \int_v \overline{H_n^+} \cdot \overline{M} dv = \frac{1}{P_n} \int_v (\overline{h_n} + \hat{z}h_{zn}) \cdot \overline{M} e^{-j\beta_n z} dv \tag{2-11}$$

再藉由重疊原理(Superposition Principle)，可得總振幅大小表示式。

A. 孔徑耦合分析

如圖 2-10(a)，圖中的電場力線均垂直於導體表面(電場於導體表面的切線分量為零)如果導體被切開一個小孔徑，部分電力線會穿透孔徑，再回頭終止於孔徑附近的導體，如圖 2-10(b) 所示。而 2-10(c)，圖中沒有孔徑，兩個垂直於導體表面(無限)細小的極化電流。極化電流的強度與輸入的垂直電場成正比

$$\overline{P_e} = \epsilon_0 \alpha_e \overline{E_n} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \delta(z - z_0) \tag{2-12}$$

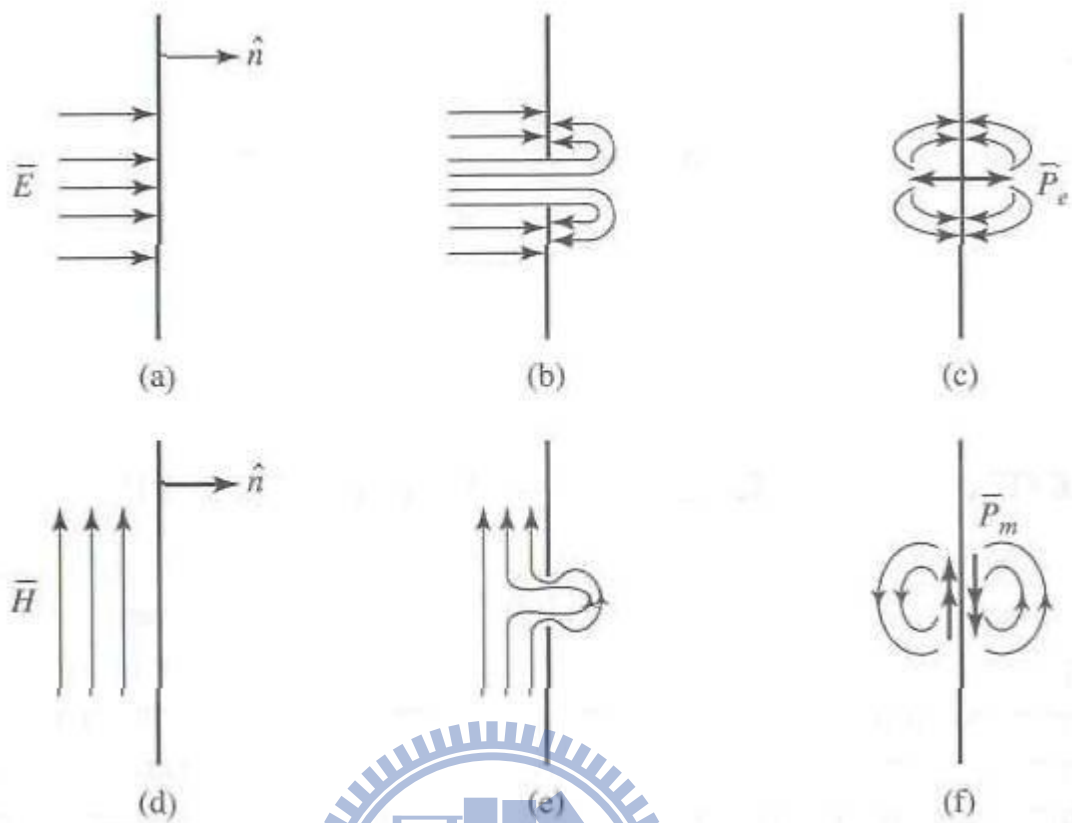


圖 2-10 以極化電流及極化磁流，等效導電牆上孔徑的推導過程

- (a) 導體牆上的正向(垂直)電場；(b) 導體牆上，小孔徑附近的電力線分布；
 (c) 垂直於導體牆的極化電流，及其附近的電力線；(d) 導體牆附近的磁力線；
 (e) 導體牆上，孔徑附近的磁力線分布；(f) 平行於導體牆的極化磁流，
 及其附近的磁力線分布 [27]

同理，圖 2-10 (e) 瑣事就是小孔徑附近的切線磁場力線(磁場在導體表面的垂直分量為零)分布，這些磁力線的分佈，與圖 2-10(f) 中平行於導體表面的反向極化磁流輻射場分佈相當類似，所以，該孔徑的電磁效應可用此兩個反向的細小極化磁流代替，該磁流 \overline{P}_m 為

$$\overline{P}_m = -\alpha_m \overline{H}_t \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \delta(z - z_0) \quad (2-13)$$

(2-13) 中， α_m 定義為孔徑的磁極化係數。

上述的電極化係數與磁極化係數均為常數，與孔徑的大小、形狀有關。若孔徑的形狀簡單，這兩個係數都已經被算的差不多了，請參考文獻 [28]，[29] 與[30]。最常用的是圓形及矩形的孔徑，其極化係數列於表 2-1 中。

表 2-1 電極化係數與磁極化係數 [27]

孔徑形狀	α_0	α_m
圓孔	$\frac{2r_0^3}{3}$	$\frac{4r_0^3}{3}$
矩形開槽	$\frac{\pi d^2}{16}$	$\frac{\pi d^2}{16}$

現在證明極化電磁流 \vec{P}_e , \vec{P}_m 與電磁流源 \vec{J} , \vec{M} 之間的關係。由馬克斯威方程可得

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{M} \quad (2-14a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (2-14b)$$

相對於真空，在介質中所多出的極化向量稱微電極化量 \vec{P}_e ，其與 \vec{D} , \vec{E} 之關係如下：

$$\vec{D} = \epsilon_0\vec{E} + \vec{P}_e \quad (2-15)$$

在線性介質中，電極化量正比於外加電場的強度：

$$\vec{P}_e = \epsilon_0\chi_e\vec{E} \quad (2-16)$$

其中 χ_e 稱為電納係數，可以是複數。所以

$$\vec{D} = \epsilon_0\vec{E} + \vec{P}_e = \epsilon_0(1 + \chi_e)\vec{E} = \epsilon\vec{E} \quad (2-17)$$

其中

$$\epsilon = \epsilon_0(1 + \chi_e) \quad (2-18)$$

磁性材料中也有類似情況

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{P}_m) \quad (2-19)$$

若材料為線性， \vec{P}_m 會正比於 \vec{H} ，

$$\vec{P}_m = \chi_m\vec{H} \quad (2-20)$$

其中 χ_m 為磁化率。由(2-19)與(2-20)，

$$\vec{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\vec{H} = \mu\vec{H} \quad (2-21)$$

利用定義 \vec{P}_e 與 \vec{P}_m 的 (2-15) 與 (2-19)，可得

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{H} - j\omega\mu_0\vec{P}_m - \vec{M} \quad (2-22a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -j\epsilon_0\vec{E} + j\omega\vec{P}_e + \vec{J} \quad (2-22b)$$

在這些式子中， \vec{M} ， \vec{J} 分別與 $j\omega\mu_0\vec{P}_m$ ， $j\omega\vec{P}_e$ 扮演的角色相同，所以我們可定義等效的電流與磁流為

$$\vec{J} = j\omega\vec{P}_e \quad (2-23a)$$

$$\vec{M} = j\omega\mu_0\vec{P}_m \quad (2-23b)$$

有了上述的式子，我們就可以計算由極化電流與極化磁流所輻射的電磁場。因此，將(2-23)代入(2-8)、(2-9)、(2-10)、(2-11)，再經由重疊原理可得孔徑耦合之波導在正 Z 方向與-Z 方向傳播之振幅表示式為

$$A_n^+ = \frac{-1}{P_n} \int_v \vec{E}_n^- \cdot \vec{J} dv + \frac{1}{P_n} \int_v \vec{H}_n^- \cdot \vec{M} dv = \frac{-j\omega}{P_n} \int_v \vec{E}_n^- \cdot \vec{P}_e dv + \frac{j\omega\mu_0}{P_n} \int_v \vec{H}_n^- \cdot \vec{P}_m dv$$

$$A_n^- = \frac{-1}{P_n} \int_v \vec{E}_n^+ \cdot \vec{J} dv + \frac{1}{P_n} \int_v \vec{H}_n^+ \cdot \vec{M} dv = \frac{-j\omega}{P_n} \int_v \vec{E}_n^+ \cdot \vec{P}_e dv + \frac{j\omega\mu_0}{P_n} \int_v \vec{H}_n^+ \cdot \vec{P}_m dv$$

或

$$A_n^+ = \frac{-j\omega}{P_n} \left(\int_v \vec{E}_n^- \cdot \vec{P}_e dv - \mu_0 \int_v \vec{H}_n^- \cdot \vec{P}_m dv \right) \quad (2-24a)$$

$$A_n^- = \frac{-j\omega}{P_n} \left(\int_v \vec{E}_n^+ \cdot \vec{P}_e dv - \mu_0 \int_v \vec{H}_n^+ \cdot \vec{P}_m dv \right) \quad (2-24b)$$

因為極化係數的推導中有一些假設，因此上述理論只是近似。若孔徑位置不靠近金屬邊緣或波導的牆角，這些公式的答案都還算合理。穿過孔徑的電磁場，就是無孔徑導體平面上的等效電磁流所輻射出來的。在導體面的輸入側，電磁場的分布也會受孔徑的影響，整個分佈的影響也是由輸入側的電磁偶極計算，該電磁偶極的方向恰與導體另一側的偶極相反。這樣做的話，孔徑中的切線電磁場必會連續。在計算電磁偶極的輻射場時，可利用映像定理，將電磁偶極的強度加倍，以取代(無孔徑)導體面的邊界條件。接下來將用上述理論分析波導側面及橫截面的孔徑，以闡述其中的細節。

B. 經由波導橫截面的孔徑耦合

如圖 2-11(a) 所示，波導橫截面金屬板正中心有一個圓孔，假設波導中只有一個可傳播模 TE_{10} 波，此波由 $z < 0$ 側入射。如果封閉該孔徑，如圖 2-11(b) 所示，則 $z < 0$ 區的駐波為式中 β 與 Z_{10} 分別為 TE_{10} 波的傳播常數與特性阻抗。

$$E_y = A(e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) \sin \frac{\pi x}{a} \quad (2-25a)$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}}(e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) \sin \frac{\pi x}{a} \quad (2-25b)$$

利用 (2-12) 與 (2-13)，可經由上面的電磁場，算出等下的極化電流與極化磁流如下：

$$\vec{P}_e = \vec{z}\epsilon_0\alpha_e E_z \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta\left(y - \frac{b}{2}\right) \delta(Z) = 0 \quad (2-26a)$$

$$\begin{aligned} \vec{P}_m &= -\vec{x}\alpha_m H_x \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta\left(y - \frac{b}{2}\right) \delta(Z) \\ &= \vec{x} \frac{2A\alpha_m}{Z_{10}} \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta\left(y - \frac{b}{2}\right) \delta(Z) \end{aligned} \quad (2-26b)$$

其中 TE_{10} 波的 $E_z = 0$ 。由 (2-23b) 知，極化磁流 \vec{P}_m 等效於下面的磁流密度

$$\vec{M} = j\omega\mu_0\vec{P}_m = \vec{x} \frac{2j\omega\mu_0 A\alpha_m}{Z_{10}} \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta\left(y - \frac{b}{2}\right) \delta(Z) \quad (2-27)$$

如圖 2-11(d) 所示，受孔徑所散射的場，可以想成是橫截金屬面兩側的極化磁流所產生的。再者，封閉的橫截金屬面所定之邊界條件也可用映像定理取代，也就是說，將橫截金屬面移走，並將偶極的強度增為兩倍，如圖 2-11(e) ($Z < 0$ 區) 及圖 2-11(f) ($Z > 0$ 區) 所示。於是，等效孔徑電流所輻射的穿透波與反射波振幅，利用式(2-27)，(2-10) 即(2-11)後得到

$$A_{10}^+ = \frac{-1}{P_{10}} \int \vec{h}_{10} \cdot (2j\omega\mu_0\vec{P}_m) dv = \frac{4jA\omega\mu_0\alpha_m}{abZ_{10}} = \frac{4jA\beta\alpha_m}{ab} \quad (2-28a)$$

$$A_{10}^- = \frac{-1}{P_{10}} \int \vec{h}_{10} \cdot (-2j\omega\mu_0 \vec{P}_m) dv = \frac{4jA\omega\mu_0\alpha_m}{abZ_{10}} = \frac{4jA\beta\alpha_m}{ab} \quad (2-28b)$$

上式用到 $\vec{h}_{10} = (-\hat{x}/Z_{10}) \sin(\pi x/a)$ 及 $P_{10} = ab/Z_{10}$ 。

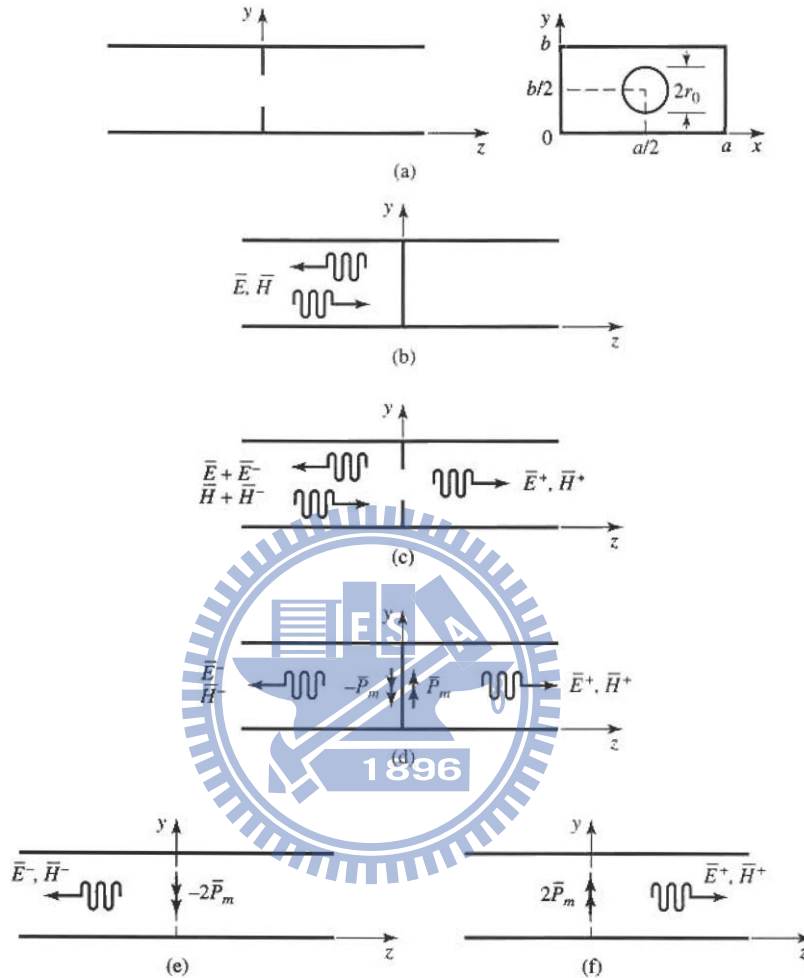


圖 2-11 分析波導橫截金屬面上的孔徑問題用
(小圓孔耦合理論與映像定理)

(a) 波導橫截面上小圓孔徑的幾何圖；(b) 孔徑封閉時的電磁場；(c) 孔徑打開時的電磁場；(d) 以等效偶極代替封閉孔徑時的電磁場；(e) $z < 0$ 區等效偶極所輻射的場；橫截金屬面以映像定理取代；(f) $z > 0$ 區等效偶極所輻射的場；金屬橫截面的邊界條件以映像定理取代。 [27]

磁極化系數可查表 2-1。完整的電磁場為

$$E_y = [Ae^{-j\beta z} + (A_{10}^- - A)e^{j\beta z}] \sin \frac{\pi x}{a}, \quad z < 0 \quad (2-29a)$$

$$H_x = \frac{1}{Z_{10}} [-Ae^{-j\beta z} + (A_{10}^- - A)e^{j\beta z}] \sin \frac{\pi x}{a}, \quad z < 0 \quad (2-29b)$$

且

$$E_y = A_{10}^+ e^{-j\beta z} \sin \frac{\pi x}{a}, \quad z > 0 \quad (2-30a)$$

$$H_x = \frac{-A_{10}^+}{Z_{10}} e^{-j\beta z} \sin \frac{\pi x}{a}, \quad z > 0 \quad (2-30b)$$

C. 經由波導側面上的孔徑耦合

另一種孔徑耦合結構如圖 2-12 所示，兩波導共用一個寬面金屬牆，牆上中心有一圓孔，假設 TE_{10} 波由下面波導(波導 1) 中 $Z < 0$ 區入射進來，我們想要計算耦合到上波導的電磁場。入射的電磁場為

$$E_y = A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (2-31a)$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (2-31b)$$

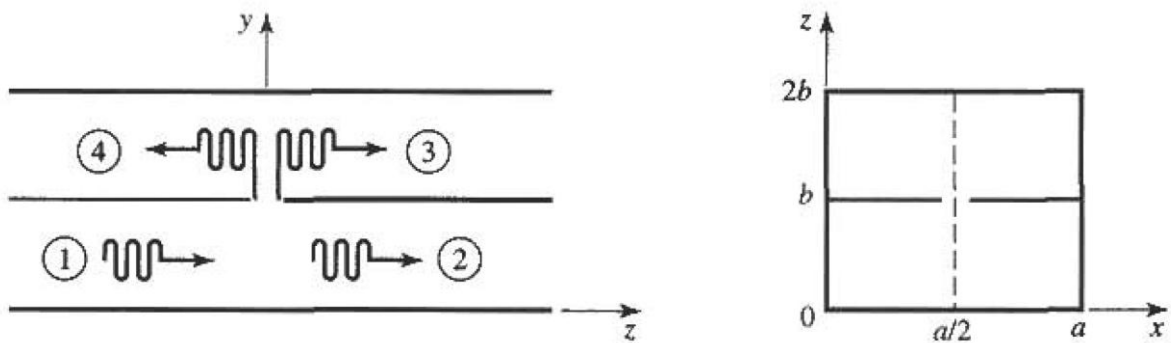


圖 2-12 利用共用寬面金屬牆上孔徑耦合的平行波導[27]

輻射中心 ($x = a/2$, $y = b$, $z = 0$) 的入射場為

$$E_y = A \quad (2-32a)$$

$$H_x = \frac{-A}{Z_{10}} \quad (2-32b)$$

由(2-20)、(2-21) 及 (2-15) 知，將電磁場耦合到上波導的電、磁偶極為

$$J_y = j\omega\epsilon_0\alpha_e A \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta(y - b) \delta(z) \quad (2-33a)$$

$$M_x = \frac{j\omega\mu_0\alpha_{em}A}{Z_{10}} \delta\left(x - \frac{a}{2}\right) \delta(y - b) \delta(z) \quad (2-33b)$$

此時電磁偶極同時存在。令上波導中的電磁場為

$$E_y^- = A^- \sin \frac{\pi x}{a} e^{+j\beta z}, \quad Z < 0 \text{ 區} \quad (2-34a)$$

$$H_x^- = \frac{A^-}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{+j\beta z}, \quad Z < 0 \text{ 區} \quad (2-34b)$$

$$E_y^+ = A^+ \sin \frac{\pi x}{a} e^{+j\beta z}, \quad Z > 0 \text{ 區} \quad (2-35a)$$

$$H_x^+ = \frac{A^+}{Z_{10}} \sin \frac{\pi x}{a} e^{+j\beta z}, \quad Z > 0 \text{ 區} \quad (2-35b)$$

其中 A^+ 與 A^- 分別為上波導中往正負向傳的電磁波振幅。

由重疊原理可知，由 (2-33) 的電流與磁流所輻射的正向傳播電磁場，由(2-24)，可得正 Z 方向傳播的電磁場振幅為

$$A^+ = \frac{-1}{P_{10}} \int (E_y^- J_y - H_x^- M_x) dv = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left(\epsilon_0 \alpha_e - \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \right) \quad (2-36a)$$

同理，往負 Z 方向傳播的電磁場振幅為

$$A^- = \frac{-1}{P_{10}} \int (E_y^+ J_y - H_x^+ M_x) dv = \frac{-j\omega A}{P_{10}} \left(\epsilon_0 \alpha_e + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \right) \quad (2-36b)$$

其中 $P_{10} = ab/Z_{10}$ 。

2.2.1 多孔耦合器 [27]

多孔波導管耦合器的操作與設計方式，與多段式的寬頻阻抗匹配網路的概念非常類似。先研究如圖 2-13 的雙孔耦合器的操作。圖中有兩個平行及共用邊牆的波導管。共用的邊牆上有兩個距離為 $\lambda_g/4$ 的小孔，讓兩個波導可以耦合。從端埠 1 進入的電波，部分會傳到端埠 2，部分的能量會經由這兩個小孔耦合到另一個波導管。取第一個小孔的位置為參考相位平面，則達第二個孔徑時的電波相位為 -90° 。在上面的波導管中，每一個孔徑都會輻射出一個往前的傳播、一個往後傳播的電波分量；一般而言，往前往後兩個波幅的大小並不相同。在端埠 3 的方向，兩個孔徑所輻射之往前傳播分量會同相相加，因為兩分量行走路徑均是 $\lambda_g/4$ 。不過，在端埠 4 的方向，兩個孔徑輻射的往後傳播分量會因相差 180° 而彼此相消，因為從第二個孔徑輻射往後波時，其相位已經改變 90° (以第一孔徑位置的入射波為零度)，再「回傳」到第一個孔徑位置的上方時，再改變 90° ，總共會相差 180° 。

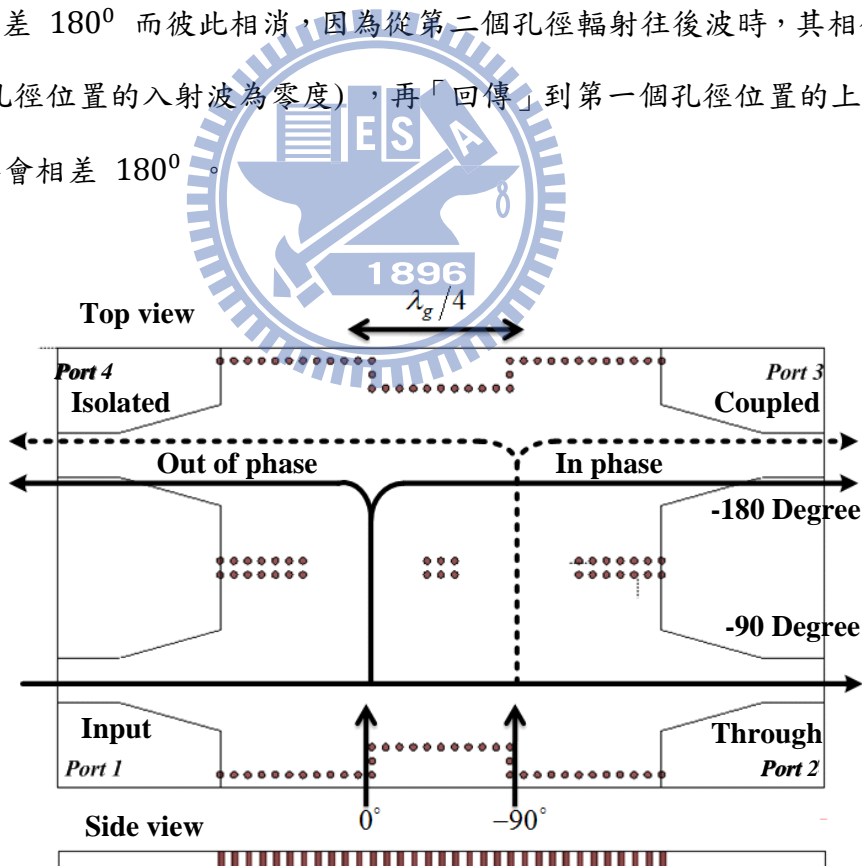


圖 2-13 雙孔波導管方向耦合器的基本操作原理

2.2.2 Riblet 短槽耦合器

圖 2-14 所示為 Riblet 短槽耦合器[31]，由兩個共用側面金屬牆的波導管組成，共用的金屬牆上有部份區域挖空，以達到耦合目的。在挖空處， TE_{10} (偶對稱)與 TE_{20} (奇對稱)波均會被激發，經由適當之設計，可使隔離端埠的電波分量彼此相消，而耦合端埠則恰好相加。值得注意的是，作用區的寬度需要做適當的縮小，避免 TE_{30} 波的產生，這種耦合器尺寸通常較其他波導管耦合器小。分析 Riblet 耦合器可使用奇偶模對稱方法[32]，即端埠 1 入射波 $10TE$ 模態，可視為在端埠 1 與端埠 4 奇偶模態對之重疊。

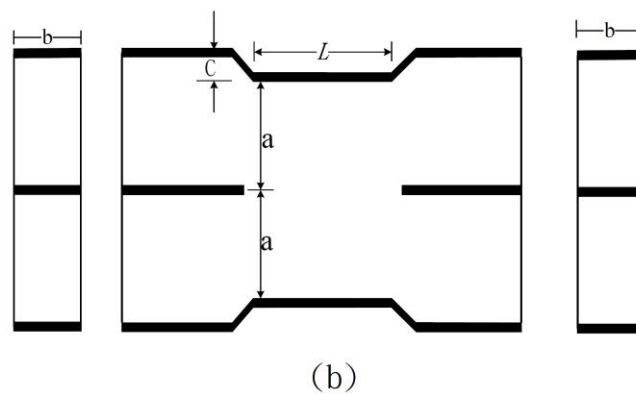
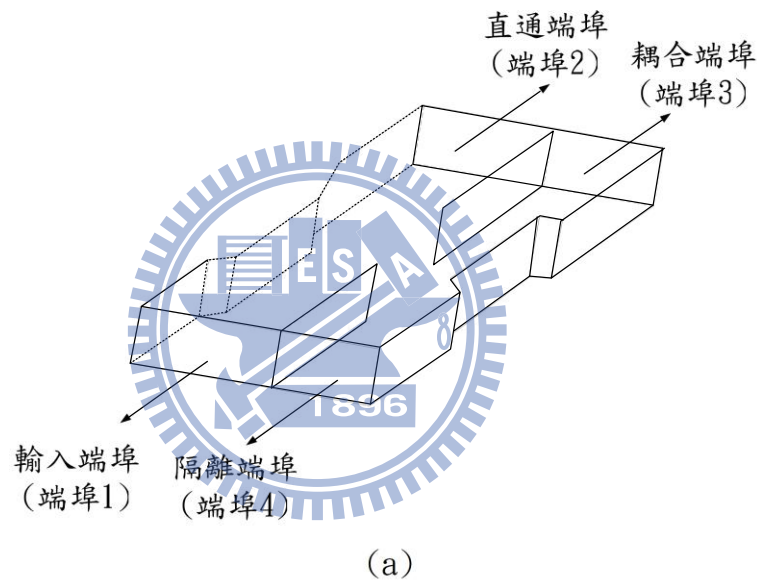


圖 2-14 Riblet 短槽耦合器(a)結構圖及(b)上視與側視尺寸圖
[31]

如圖 2-15 為偶模態激發，因為其對稱性，在耦合區域產生 $10TE$ 模態的場型分佈，故在端埠 2 與端埠 3 反射波造成相位延遲 $\theta = \beta_e l$ ，其中 $\beta_e = 2\pi/\lambda_{ge}$ 。偶模激發態下波導寬度為 $2a$ ， $\lambda_c = 4a$ ，因此

$$\lambda_{ge} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{4a}\right)^2} \quad (2-37)$$

奇模態激發如圖 2-16 所示，由於端埠 1 與端埠 4 入射波相位相差 180° ，因此在耦合區域產生 TE_{20} 模態的場型分佈，在端埠 2 與端埠 3 的反射波造成的相位延遲為 $\theta = \beta_o l$ ，其中 $\beta_o = 2\pi/\lambda_{go}$ 。而在 TE_{20} 模態下

$$\lambda_{go} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (2-38)$$

如此一來便可推得奇模態與偶模態的相位差為

$$\Delta \theta = \beta_e l - \beta_o l = 2\pi \left(\frac{l}{\lambda_{ge}} - \frac{l}{\lambda_{go}} \right) = 2\pi \left(\frac{\lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{4a}\right)^2}}{\lambda} - \frac{\lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}{\lambda} \right) \quad (2-39)$$

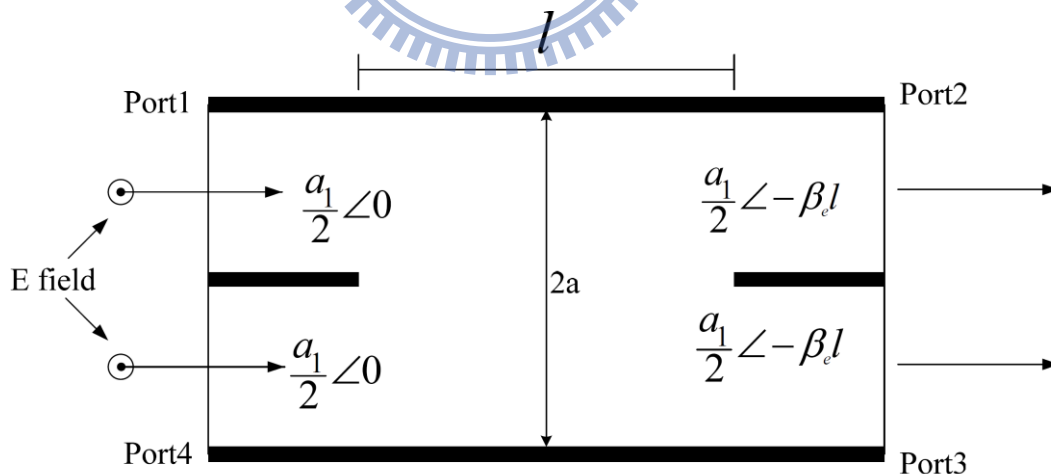


圖 2-15 Riblet 短槽耦合器偶模態分析示意圖

[31]

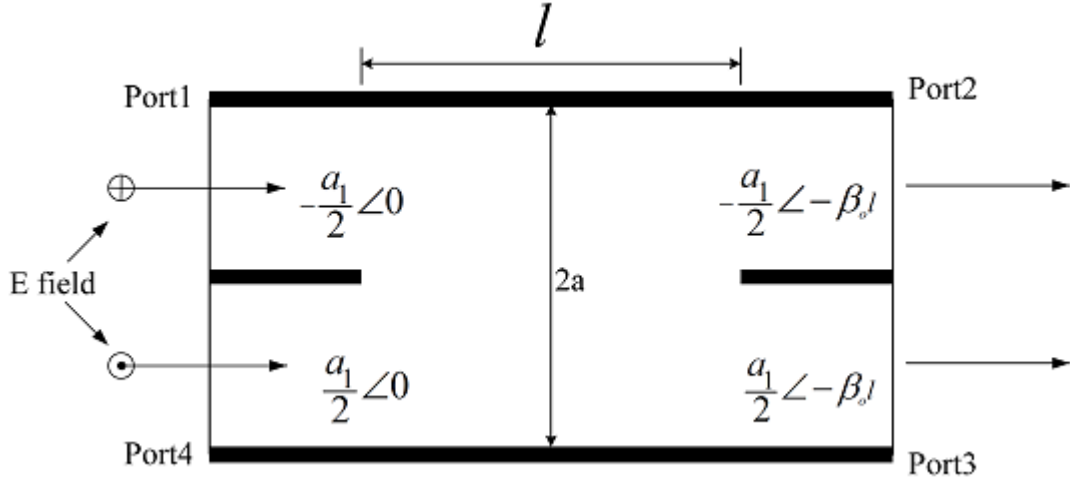


圖 2-16 Riblet 短槽耦合器奇模態分析示意圖

[31]

接著藉由重疊原理，端埠 1 的入射波 a_1 在端埠 2 與端埠 3 產生的輸出分別為

$$\begin{aligned}
 b_2 &= \frac{a_1}{2} \angle -\beta_e l - \frac{a_1}{2} \angle -\beta_o l = -ja_1 \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \angle \left(-\beta_o l - \frac{\Delta\theta}{2}\right) \\
 b_3 &= \frac{a_1}{2} \angle -\beta_e l + \frac{a_1}{2} \angle -\beta_o l = a_1 \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \angle \left(-\beta_o l - \frac{\Delta\theta}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2-40}$$

故端埠 2 與端埠 3 的穿透波有 90° 的相位差，振幅大小是 $\Delta\theta$ 的週期函數而且功率守恆

$$P_2 + P_3 = b_2^2 + b_3^2 = a_1^2
 \tag{2-41}$$

欲得 3dB 耦合 $\Delta\theta$ 必須為 $\pi/2$ 。如此條件成立下將會使 $b_2 = b_3 = a_1/\sqrt{2}$ ($P_2 = P_3 = a_1^2/2$)。如此以來，便可設計成輸出端振幅相同且具備 90° 相位差之耦合器。以上分析，係假設偶模態與奇模態皆是完全匹配，即 Γ_e 與 Γ_o 皆為 0，故端埠 4 無反射波，稱為隔離端埠。

第三章 基板合成波導圓極化天線設計

3.1 圓極化天線設計

當空間中兩個正交相量有相同振幅大小並且相位差 90 度時，此時該電磁波的極化狀態為圓型極化。圓型極化可依電場向量頂點隨時間變化的軌跡，分成左手圓型極化 (Left-Hand Circular Polarization, LHCP) 和右手圓型極化 (Right-Hand Circular Polarization, RHCP)。就觀察者而言，若在固定方向所看到迎面而來的電磁波其電場向量頂點隨時間變化的軌跡為逆時針旋轉時，定義此電磁波的極化狀態為右手圓型極化 (RHCP)。反之，若以相同的觀測位置而言，電場向量頂點隨時間變化的軌跡為順時針旋轉時，定義此電磁波的極化狀態為左手圓型極化 (LHCP)，示意圖如圖 3-1 所示。

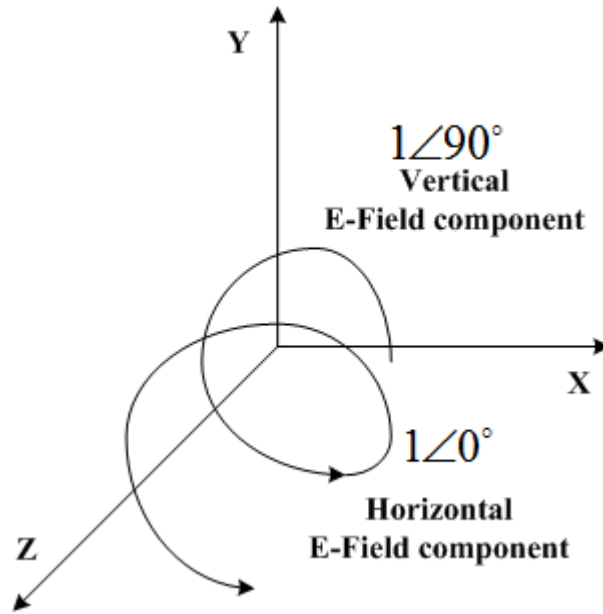
下面將藉由圓極化的數學推導過程來說明前述事實：

左旋圓型極化表示式： $\vec{E} = E_0(x - jy)e^{-jkz_0}$

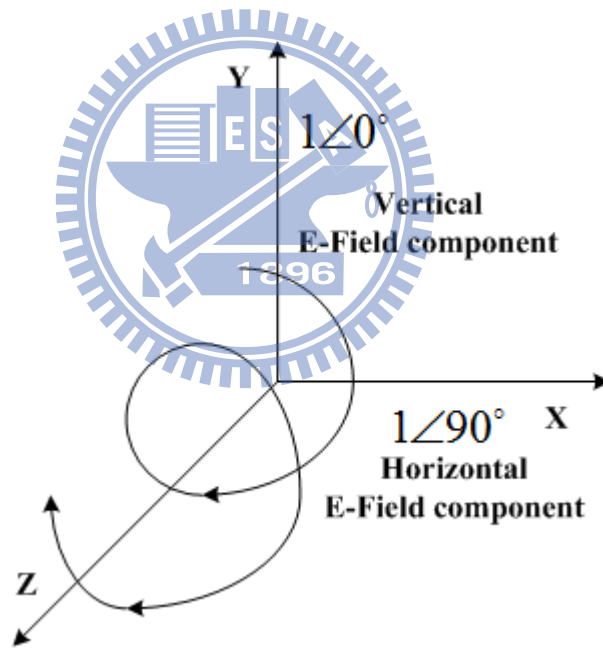
其時域表式時為： $\vec{\varepsilon}(z, t) = E_0\{x \cos(\omega t - k_0 z) + y \cos(\omega t - k_0 z - \pi/2)\}$

選定固定點 $Z=0$ ： $\vec{\varepsilon}(0, t) = E_0\{x \cos(\omega t) + y \sin(\omega t)\}$

意即：電場向量的方向會隨著時間從零增加而開始以逆時鐘以 ω 的角速度旋轉，此式可利用左手圓極化原理比出電磁波傳播方向與電場極化的旋轉方向，故稱為左手圓型極化波；反之，若圓型極化波的表式是為 $\vec{E} = E_0(x + jy)e^{-jkz_0}$ ，電場向量的方向則會隨著時間從零增加而開始以順時鐘以 ω 的角速度旋轉，故稱為右手圓型極化波。



(a)



(b)

圖 3-1 圓型極化電場分佈圖
(a) 右旋圓極化 (b) 左旋圓極化

3.1.1 單饋入圓極化天線設計

單饋入圓極化天線原理是利用兩個正交模態在共振頻率點會有相等輸出功率大小

強度相位差九十度的特性，恰巧可產生圓極化。當頻率偏離中心頻率 f_0 之後，兩個正交模式的強度與相位變化會越來越偏離圓形極化之特性。這類型的設計外型包括：矩形微帶天線(外型幾乎接近正方形)、橢圓形微帶天線(外型幾乎接近圓形)、有截角的正方形微帶天線和有狹縫的矩形微帶天線，可參照圖 3-2。

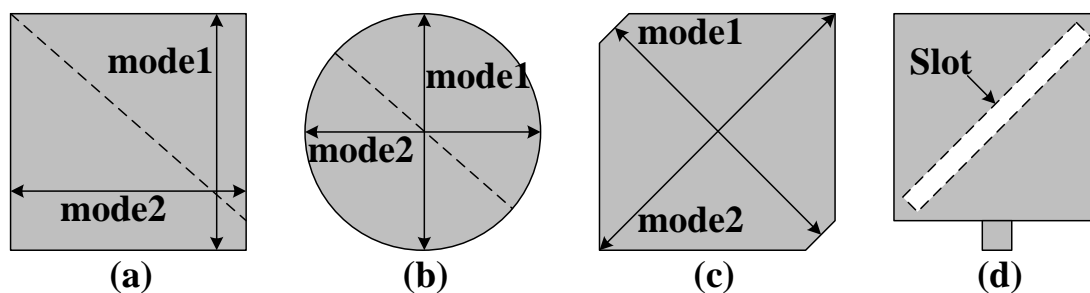


圖 3-2 常見單饋入圓形極化設計

(a)矩形微帶天線(b)橢圓形微帶天線(c)有截角之正方形微帶天線(d)有狹縫的矩形微帶天線

3.1.2 微帶金屬薄片天線

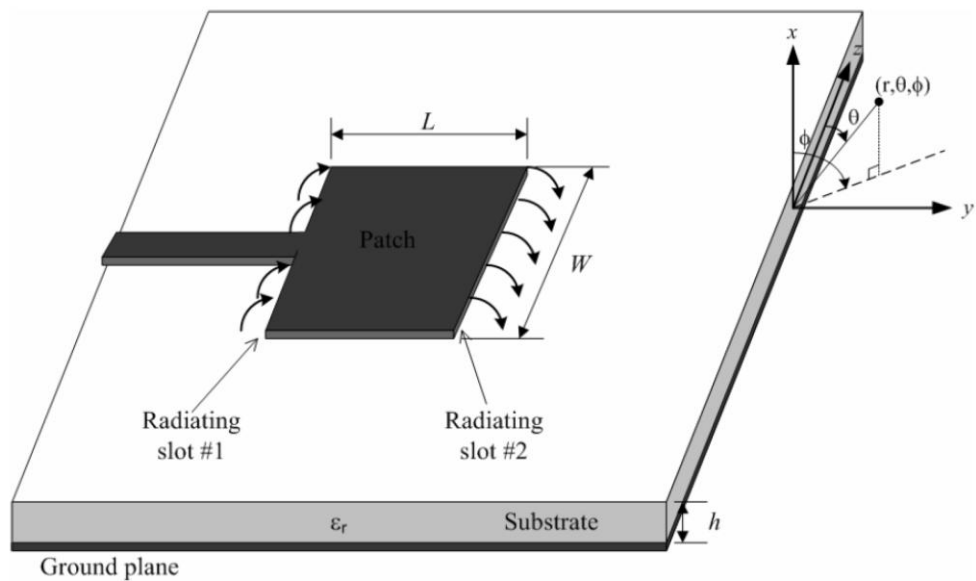
微帶金屬薄片天線的外型基本上是由兩層坪型金屬導體構成，中間以一層介質基板隔離，下方金屬導體所扮演的角色相當於整個天線的接地面。一般而言，微帶金屬薄片天線可歸類為共振天線(Resonant antenna)的一種。頻寬的限制是所有的共振天線都會遇到的最大癥結，而對微帶金屬薄片天線也不例外。基本上，為金屬薄片天線的設計頻率通常是落在 1~100GHz 的頻段範圍。

微帶金屬薄片天線的外型包括有矩形、圓型、環圓形和三角形。其中以矩形和圓形微帶金屬薄片天線最常使用。無人先針對矩形微帶天線的特性做理論分析，其是意圖如圖 3-3(a)。最上層為微帶金屬薄片層，最下層為接地面與饋入網路層，而中間夾有一層介質基板層。當基板厚度 t 遠小於設計共振頻率之波常常度時，可利用空腔模型理論[33]分析其共振頻率和場量分佈，可以得到很精確的結果。由於要將邊界洩漏場(The fringing fields)考量至實際等效電器長度，因此金屬片微戴天線的共振長度通常會略小於在此介

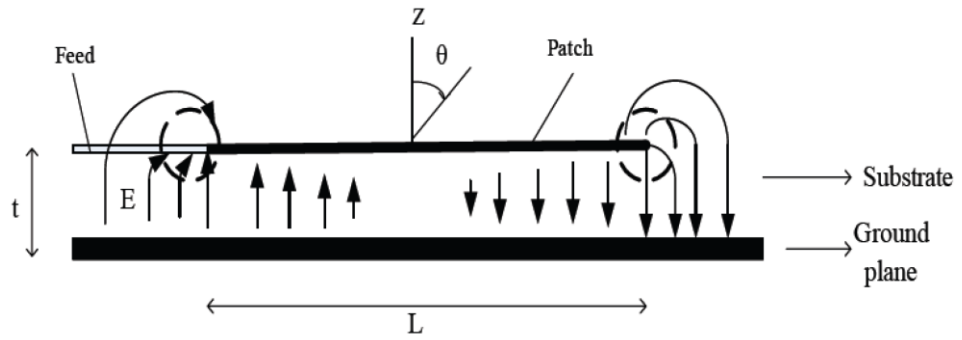
質基板下該共振頻率的半波長長度。由[35]，微帶天線的共振長度 L 可由 3-1 式求得：

$$L \approx 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-1)$$

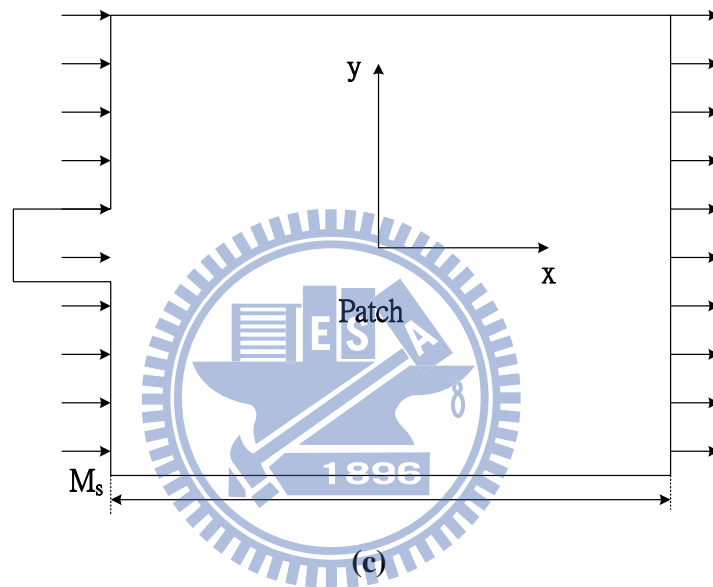
上式中的 λ 是在自由空間中的共振頻率波長， λ_d 是在介質基板中的共振頻率波長， ϵ_r 是考量包含介質得等效介電係數。共振腔理論模型分析中，兩個導體金屬面之間的區域可視為一個末端開路的半波長傳輸線的空腔結構，如圖 3-3(b)所示，電場在空腔之間以駐波形式存在。這時可視為在空腔中存在 TM_{01} 模態，僅含有 E_z 分量。而四周的邊界條件為上下面為等效之電牆(electric wall)，四周面為等效之磁牆(magnetic wall)。該空腔為一有損耗之結構，其損耗造成微帶金屬薄片天線的電磁波輻射能量與表面波損失。圖 3-3(b) 周圍的洩漏電場便會造成對於上半平面($Z>0$)的電磁波輻射。由天線之天頂角(圖 3-3(c)) 觀察，將可知駐波特性的電場在左右邊造成相等輸出功率大小且反相位的總洩漏場量，可視為有兩條同相之等效磁流 \overline{M}_s ，其中 $\overline{M}_s = 2\overline{E}_a \times \hat{a}$ ，會造成天線具有垂相輻射場型(Broadside radiation pattern)，意即在 Z 軸方向上會有最大之輻射場型。



(a)



(b)



(c)

圖 3-3 半波長共振矩形微帶金屬薄片天線

(a)矩形微帶金屬薄片天線之外型(b)電場分佈之側視圖(c)等效磁流分佈之頂試圖

[35]

介紹完天線的輻射特性後，接下來探討微帶金屬薄片天線的饋入設計方式。現今存在著許多種微帶金屬薄片天線的饋入設計方式，多數存在著窄頻寬或是有過大表面波的缺點。為了改善此兩類缺點，而短槽耦合饋入微帶金屬薄片天線的設計方式被提出來而成為當今最熱門的微帶天線設計方式之一。參照圖 3-4，槽孔耦合式微帶天線包含了三大主體：饋入網路、具有槽孔之接地面與輻射金屬片天線。由於為了達成增加頻寬的效果，設計上會在上層選用低介電係數的基板來增加場在饋入電路與槽孔和輻射金屬

片之間傳遞效應。此外，位於中間之接地面亦具有隔絕饋入網路和輻射金屬薄片天線的優點。槽孔耦合饋入微帶金屬薄片天線的頻寬公式由 3-2 式[34]決定：

$$BW = 3.77 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \frac{W}{L} \frac{t}{\lambda}, \frac{t}{\lambda} \ll 1 \quad (3-2)$$

上述公式是對應 $VWSR < 2:1$ 條件之下的比例頻寬公式，利用槽孔耦合的設計方式，可以有效率提升幅射頻寬而達到設計要求。

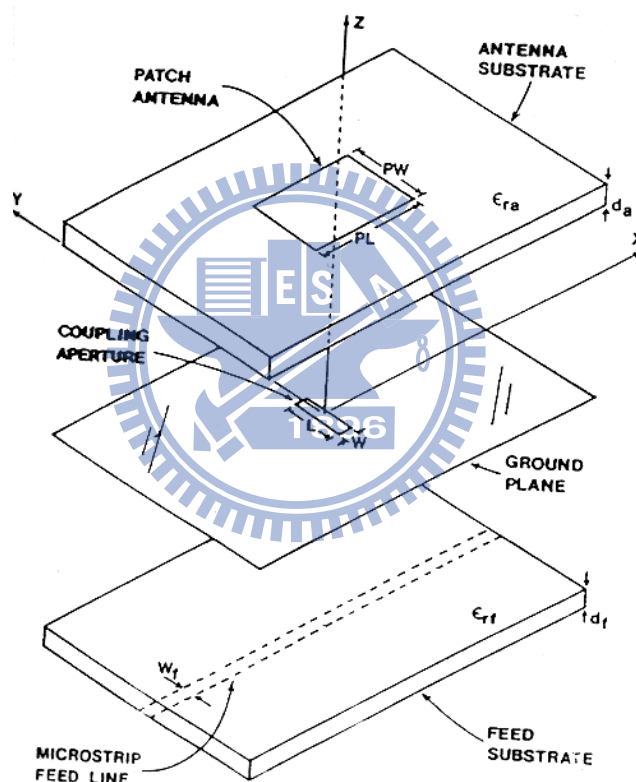


圖 3-4 短槽耦合饋入微帶金屬薄片天線示意圖
[35]

3.2 基板合成波導圓極化天線設計概念分析

此天線設計概念如圖 3-5 所示。假設在埠 1 輸入的訊號為 $\mathbf{a}_1 = a_1 \angle 0$ ，在其傳達至埠 4

時，部分波導經由第一個孔徑耦合而傳達至埠 2 極埠 3，分別以 $k_f a_1 \angle -\beta l$ 及 $k_r a_1 \angle 0$ 來表示。其中 k_f 及 k_r 分別為波導經由孔徑耦合之向前耦合與向後耦合的耦合系數。因此，經由第二孔徑耦合的波導則分別為 $k_f a_1 \angle -\beta l$ 及 $k_r a_1 \angle -2\beta l$ 。如此一來，在埠 2 以及埠 3 的耦合量分別為 $\mathbf{b}_3 = 2k_f a_1 \angle -\beta l$ 及 $\mathbf{b}_2 = k_r a_1 (1 \angle 0 + 1 \angle -2\beta l)$ 。將兩孔徑設計在相距 $0.25 \lambda_g$ ，則在埠 2 的耦合量會因反向而抵消，而在埠 3 的所接收到的波導則與與在埠 4 所接收到的波導在相角上出現九十度角相角差，埠 3 之波導將落後埠 4 九十度相角差，此時再經由垂直的槽孔透過上版的金屬片輻射出來而產生圓極化的效果為左手圓極化。而若饋入端由改埠 2 饋入，則可產生另一種圓形極化，及右手圓極化，因而此為一藉由改變饋入點來產生圓形極化之 SIW 圓極化天線。

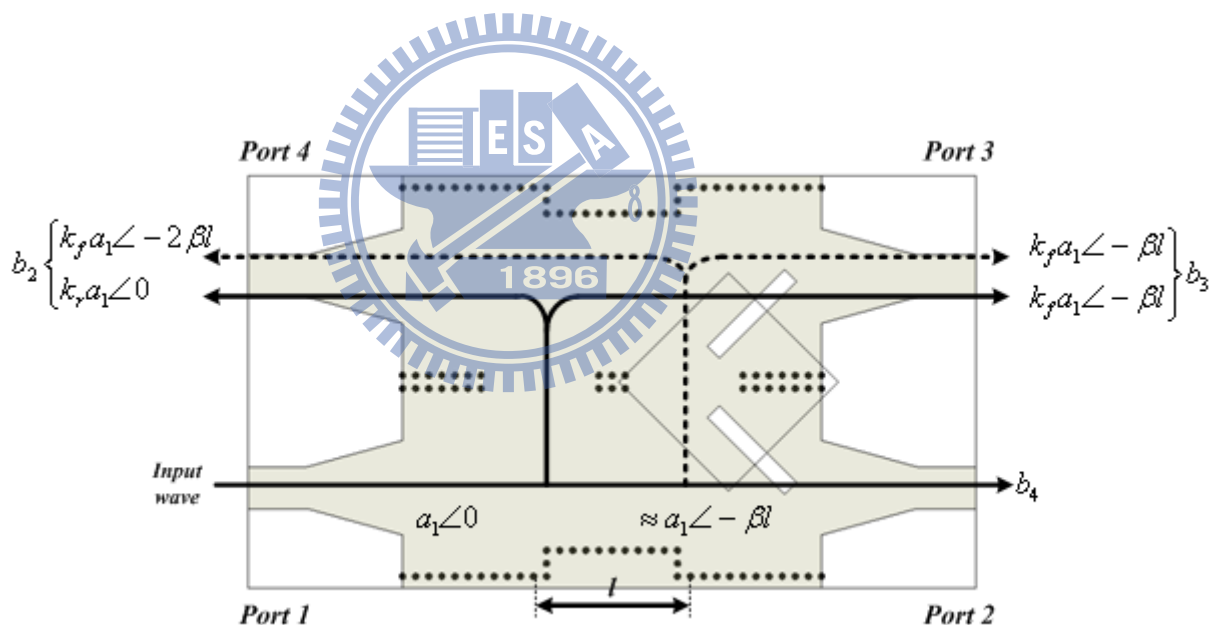


圖 3-5 SIW 多孔耦合圓極化天線工作原理

3.3 基板合成波導圓極化天線設計架構

本章所設計之圓極化天線其示意圖如圖 3-6。圖 3-6 為一結合多孔耦合器之圓極化天線，其面積大小為 $61\text{mm} \times 35\text{mm}$ 。這種天線設計方式是以波導在耦合器內所走的路徑來產生九十度相位差，因此九十度相位差對於頻率的變化較不敏感，意即對於圓極化

頻寬上的效能可以有所提升。提出一對於圓極化天線之圓極化頻寬提升的設計方式。圖 3-7 及圖 3-8 為天線的實作圖。饋入網路與輻射金屬片天線的基板皆為 1.524mm 的 RO4003 基板($\epsilon_r = 3.55$)，兩塊基板之間利用塑膠墊片支撐起來，中間空氣層厚度為 0.5mm，目的是為了降低上層輻射金屬片的等效介電系數與介質損耗來增加輻射增益。其他相關之重要參數的設計數值列於表 3-1，公制單位為公厘(mm)。

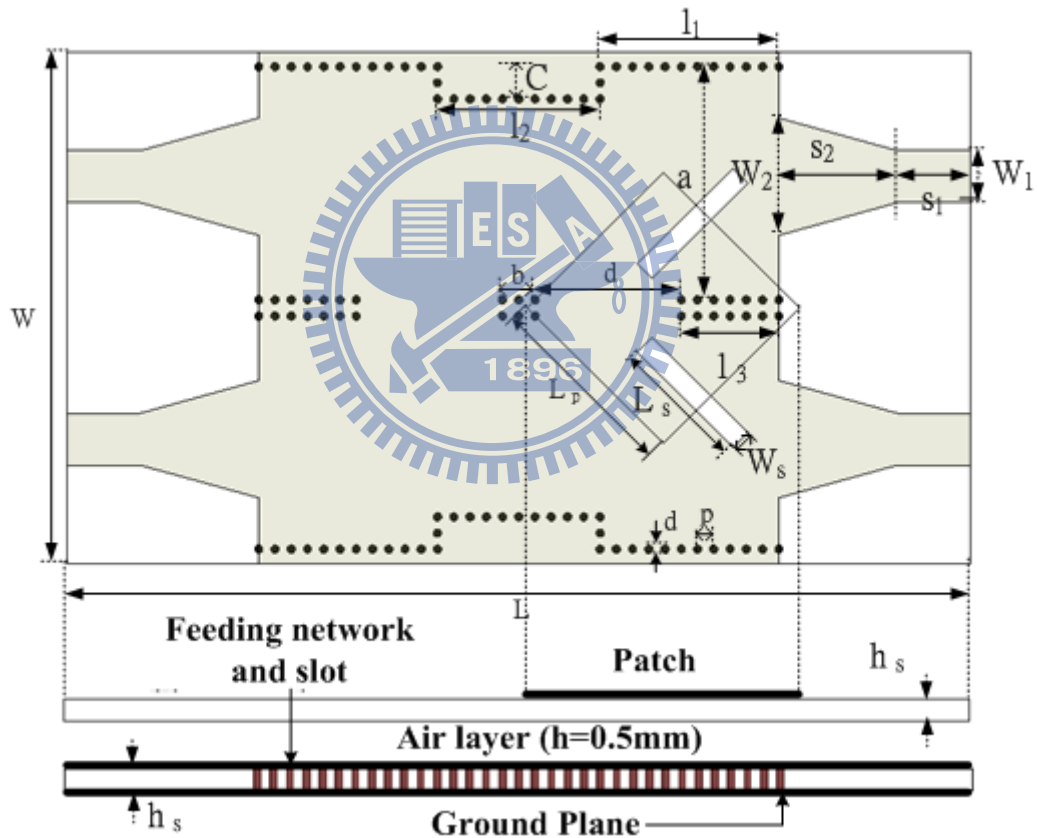


圖 3-6 SIW 多孔耦合圓極化天線

表 3-1 SIW 多孔耦合圓極化天線設計參數

符號	尺寸(mm)
W	34.9
L	61.2
h_s	1.524
C	2.2
l₁	12.1
l₂	11
b	2.2
d	9.35
a	15.35
W₂	8
S₂	8
S₁	5
W₁	3.55
l₃	6.6
L_p	13.01
L_s	8.48
W_s	1.41
d	0.4
p	0.8

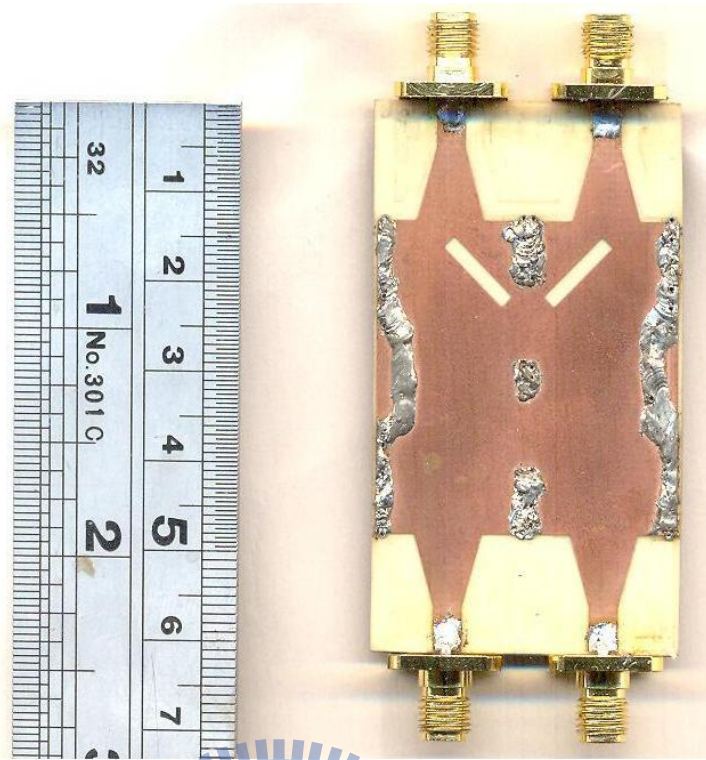


圖 3-7 SIW 多孔耦合器實作圖

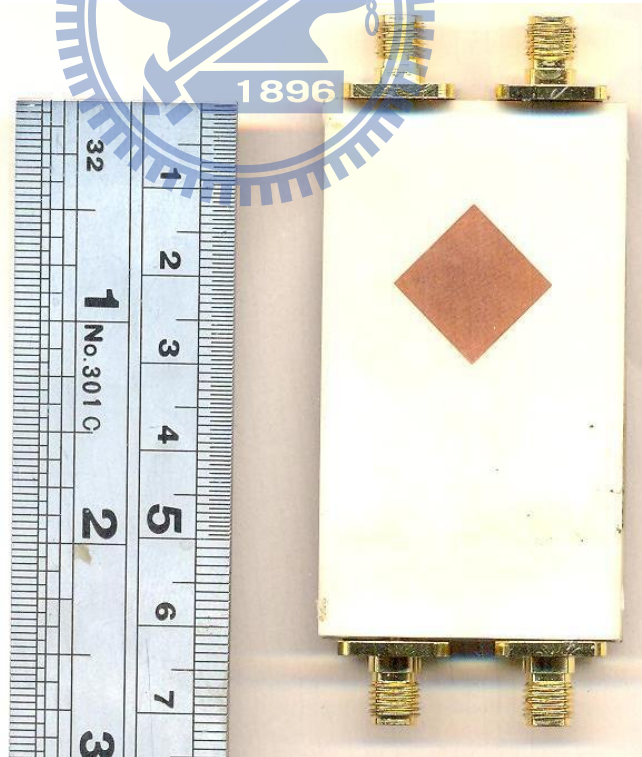
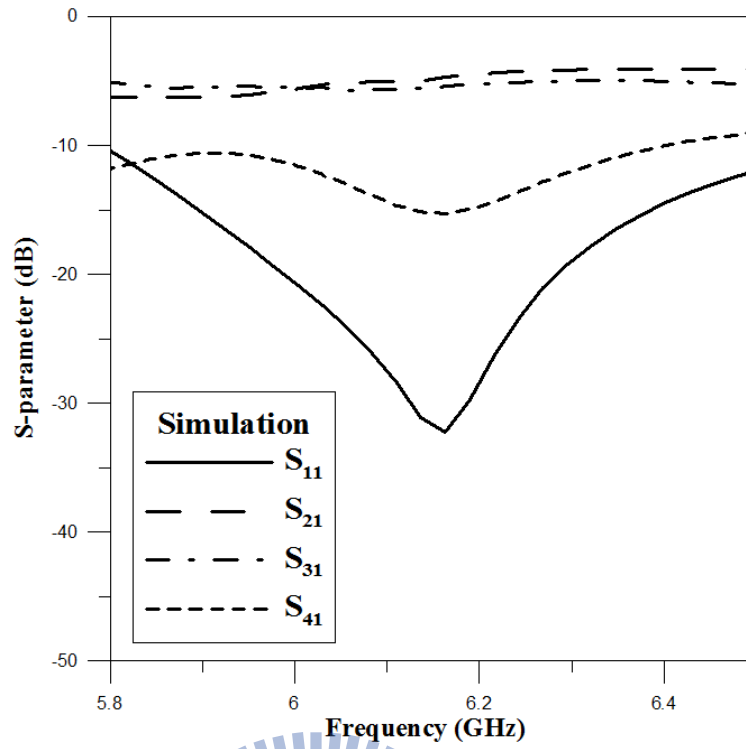


圖 3-8 SIW 多孔耦合圓極化天線實作圖

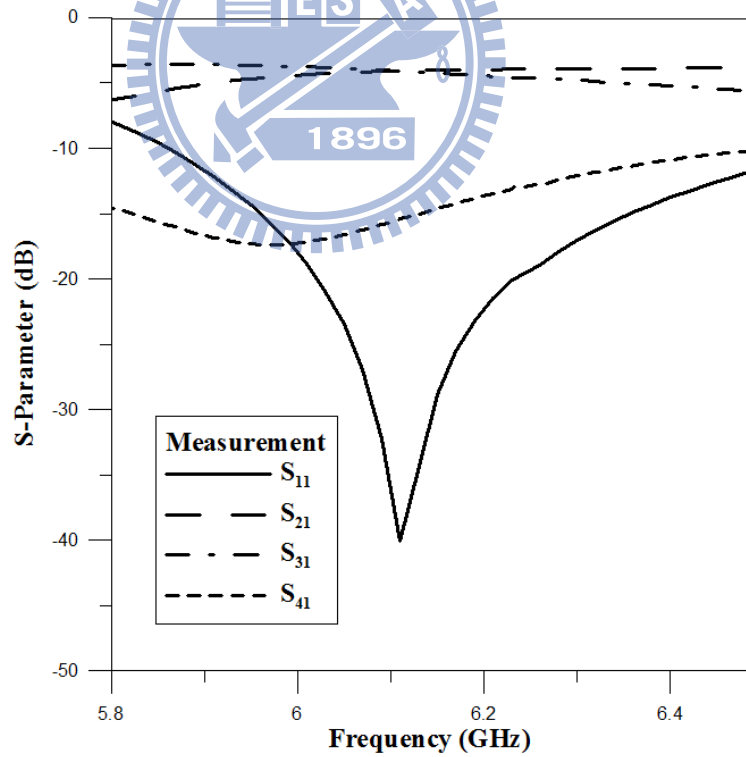
3.4 基板合成波導圓極化天線量測數據分析

本章中，所使用的天線模擬軟體為 Ansoft 公司的 HFSS，實作中的成品參數設定乃是以達成較佳圓極化效果為目的來對其作最終微調設定。實作量測則是以 HP8720 網路分輻射場型是以 HP8530A 天線量測系統在無反射實驗室中量測得到輻射場型與增益。基板合成波導多孔耦合元極化天線的散射參數如圖所示。圖 3-9 分別表是圓極化狀態下，模擬與量測所得知散射參數對頻率的數據量測圖。圖 3-9(a)中可見：當模擬時， S_{21} 與 S_{31} 共振頻率點落於 6.1GHz，而 S_{11} 低於-25dB， S_{41} 都在-10dB 以下。而圖 3-9(b)為量測圓形極化得到的數據，散射參數的量測與模擬結果相近，模擬與量測值可得到一致的結論。

而圖 3-10 及圖 3-11 為該天線之場型量測圖。分別為左旋圓極化與右旋圓極化之場型量測圖。量測方法為旋轉法。此法所量測之場型結果，若在相鄰兩間隔相距振幅差距小，則表是水平接收極化與垂直極化接收之量直接近，此時便會有好的軸比(axial-ratio)。圖 3-12 為左旋極化與右旋極化軸比對頻率變化圖。左圓極化狀態時，從 6GHz 至 6.5GHz 均低於 3dB，右旋極化狀態時，3B 以下範圍亦為 6GHz 至 6.5GHz。圖 3-13 則為左旋圓極化與右旋圓極化之總天線增益對頻率之變化圖，左旋圓極化時，在 6.2GHz 有最高天線總增益 4.92dBi；而右旋極化狀態時，在 6.2GHz 有最高天線總增益 5.22dBic。圖 3-14 則為天線在圓極化態所量測到的相位差對頻率的響應圖。

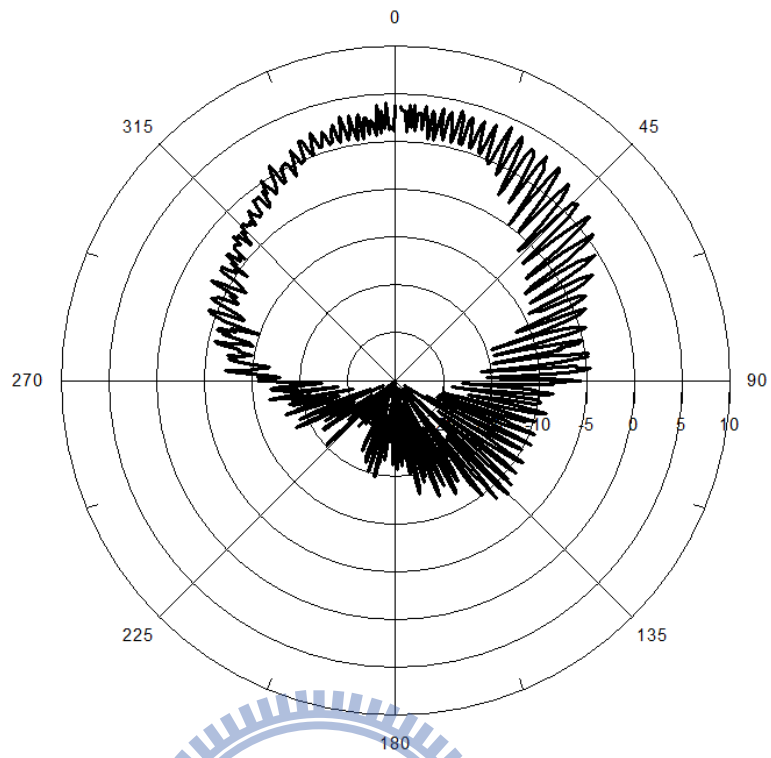


(a)

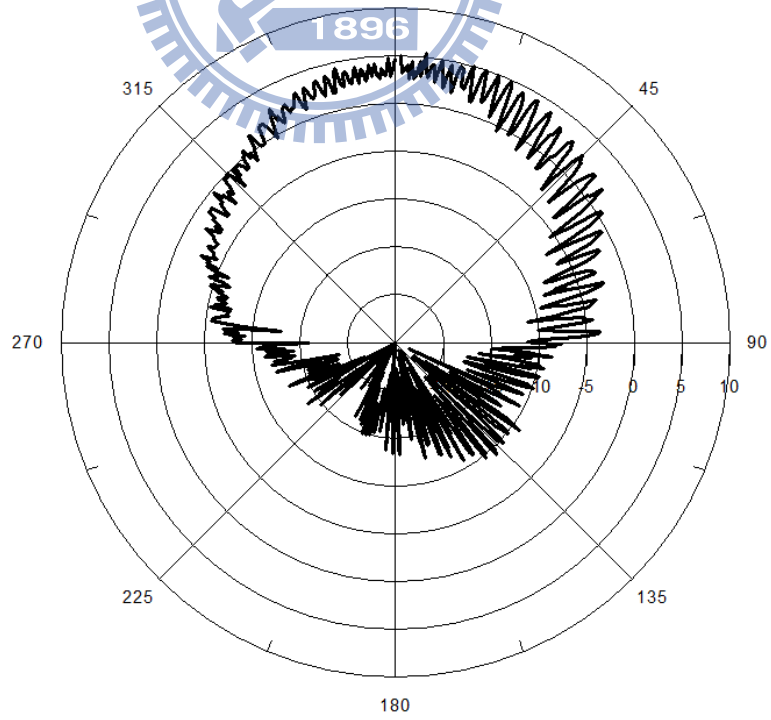


(b)

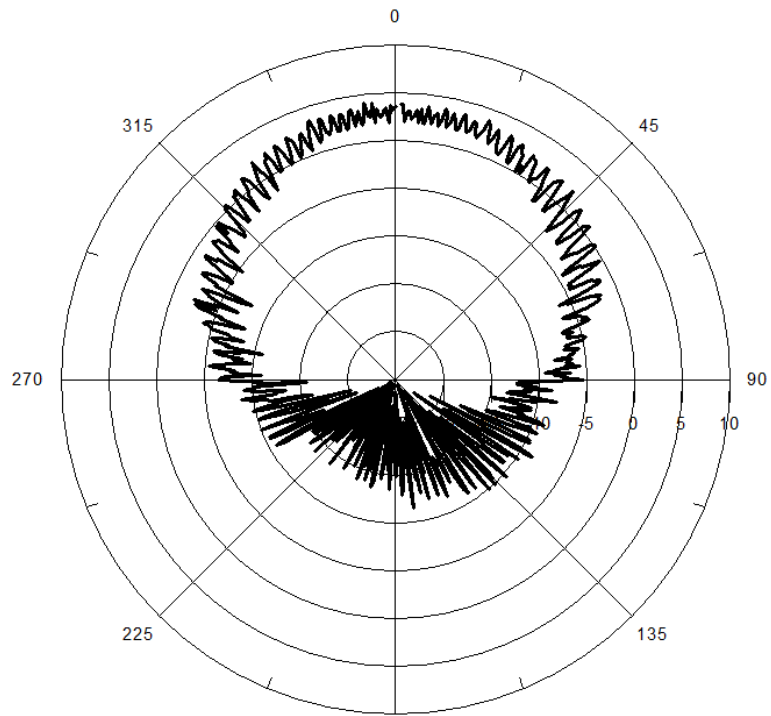
圖 3-9 基板合成波導圓極化天線散射參數



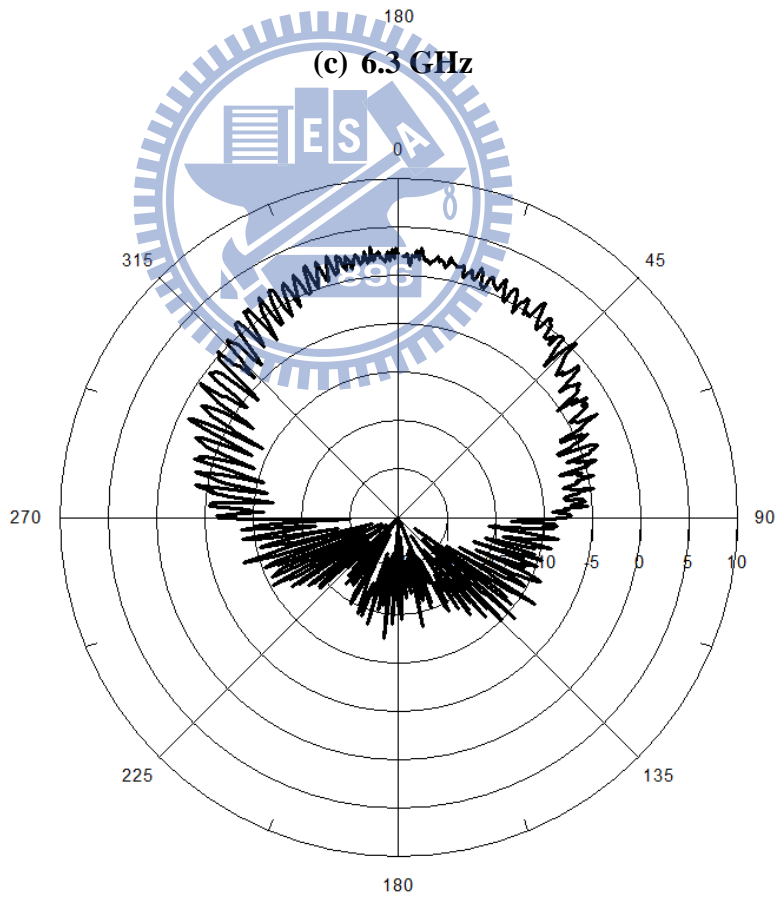
(a) 6.1 GHz



(b) 6.2 GHz

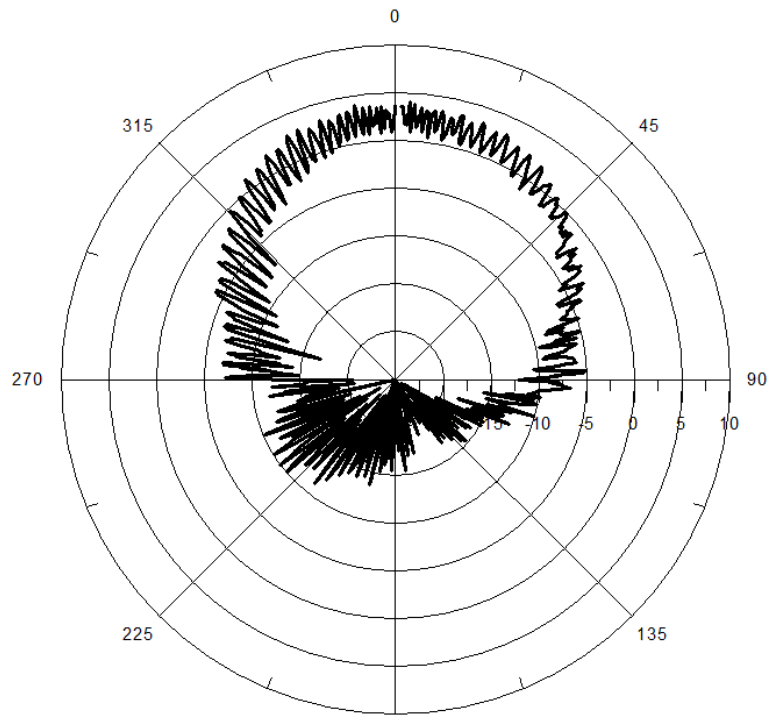


(c) 6.3 GHz

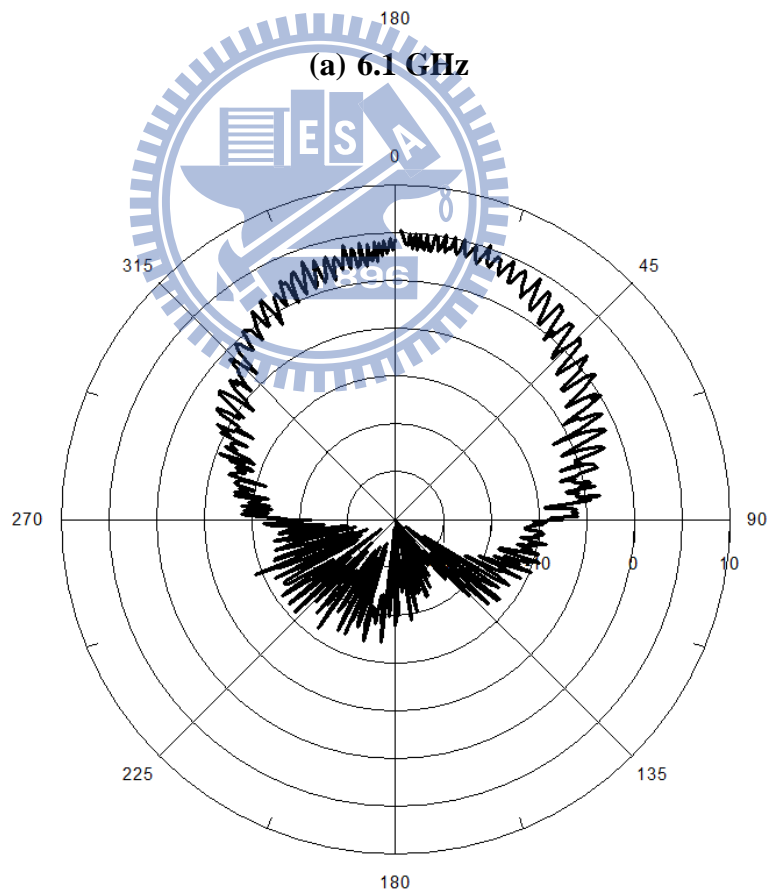


(d) 6.4 GHz

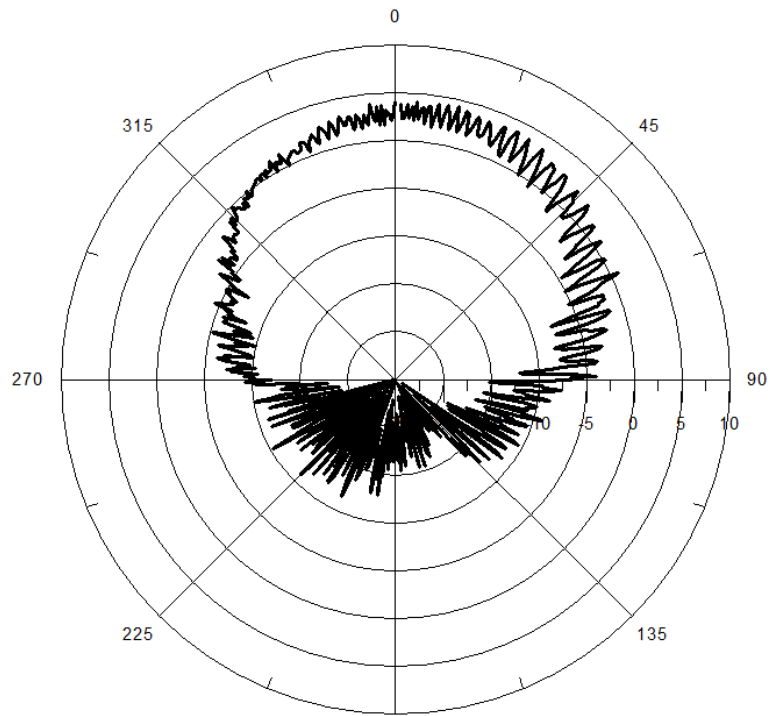
圖 3-10 左手圓極化(LHCP)場型圖
 (a) 6.1GHz (b) 6.2GHz (c) 6.3GHz (d) 6.4GHz



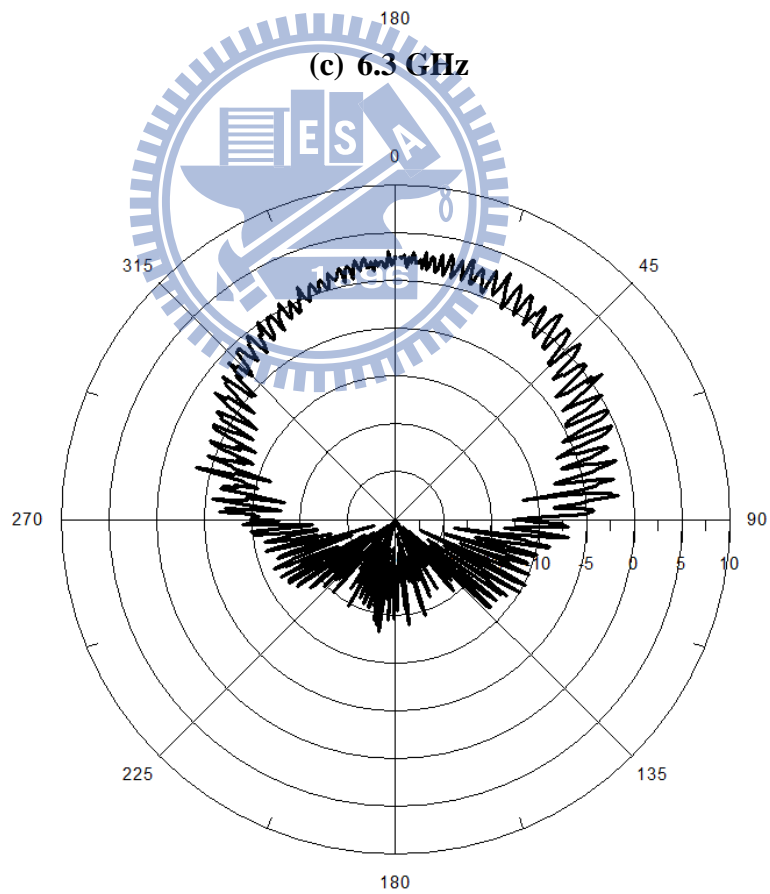
(a) 6.1 GHz



(b) 6.2 GHz



(c) 6.3 GHz



(d) 6.4 GHz

圖 3- 11 右手圓極化(RHCP)場型圖
(a) 6.1GHz (b) 6.2GHz (c) 6.3GHz (d) 6.4GHz

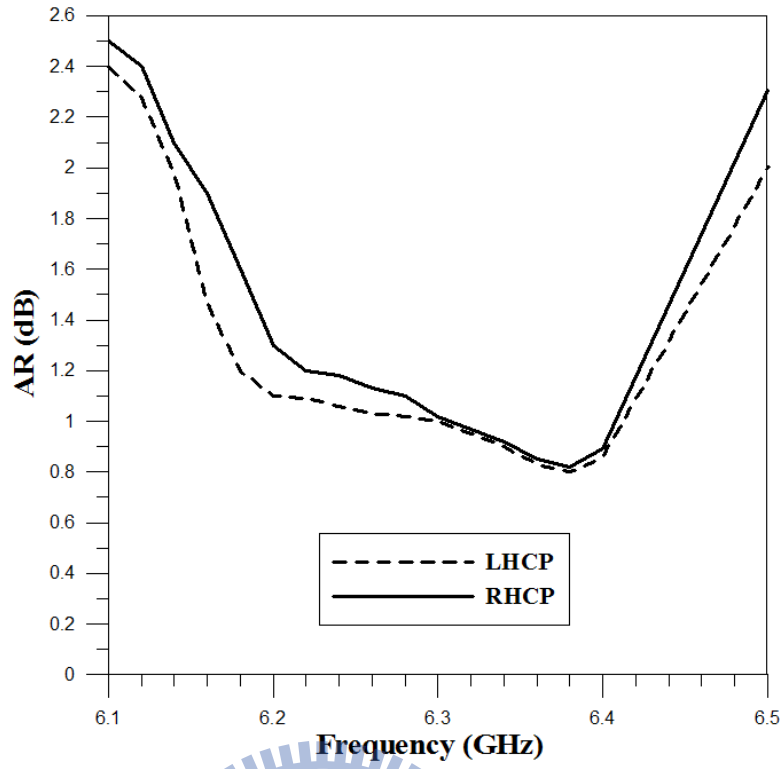


圖 3-12 左旋極化與右旋極化軸比對頻率變化圖

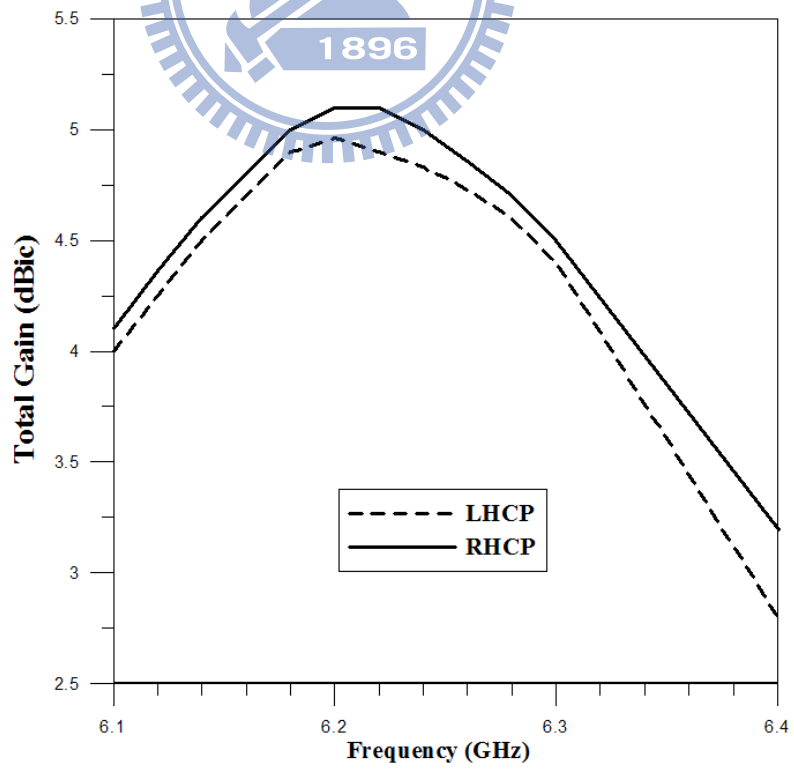


圖 3-13 總天線增益對頻率之變化圖

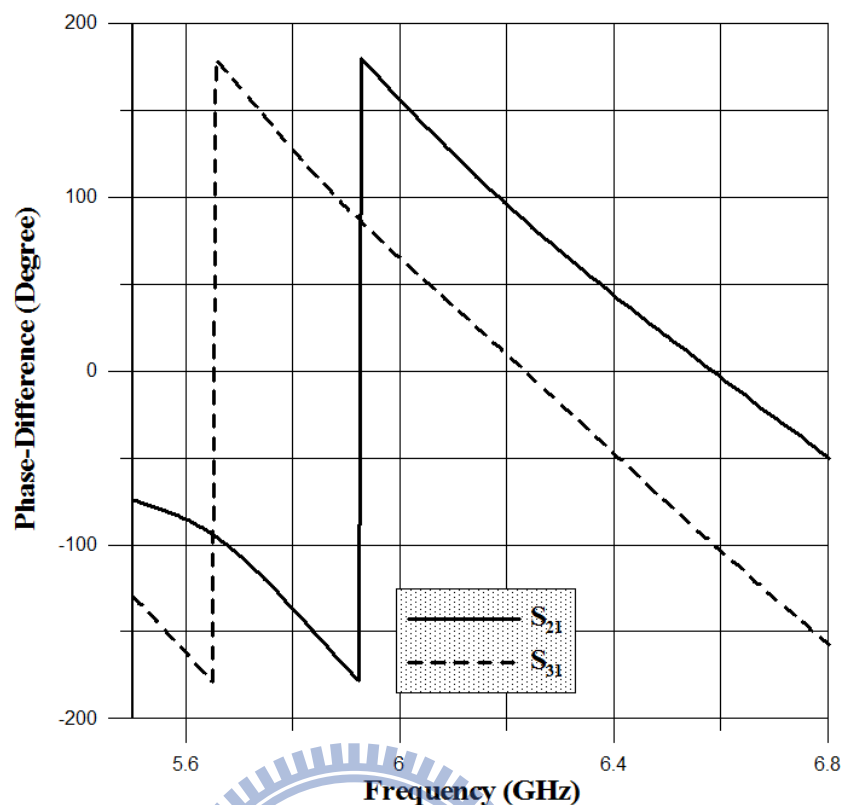


圖 3-14 相位差對頻率的響應圖

3.5 設計心得與天線效能探討

本章中的設計概念是將基板合成波導技術所設計的九十度多孔耦合器結合平板天線的概念來實現圓極化天線。同時藉由改變饋入點的位置，來達成改變圓極化形態。本章的設計除了利用槽孔耦合天線有較厚的空氣介質，來改善傳統微帶天線窄頻的特性外，亦利用多孔耦合器中，九十度相角差對頻率變化不敏感的特性，來確保圓極化頻寬的提升。天線設計的重要量測數據整理於表 3-2，表 3-3 則為此設計之圓極化天線與相關研究之效能比較，可作為設計天線之量測效果與性能評估表。

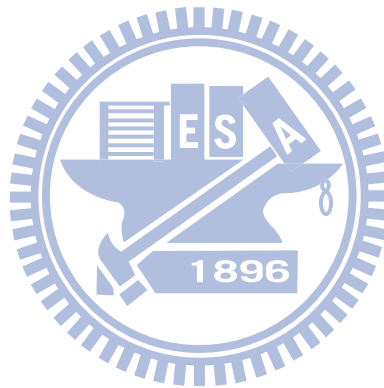
表 3-2 天線之量測效果與性能評估表

極化狀態	中心頻率(GHz)	3dB 軸比頻寬	總增益(dBic)	最低軸比(dB)
右圓極化	6.1GHz	4.91%	5.22dBic	1dB
左圓極化	6.1GHz	4.91%	5dBic	0.8dB

表 3-3 效能比較

Reference	尺寸	最低軸比(dB)	天線增益(dBic)	3dB 軸比頻寬
[2]	$1.18\lambda_g$	-2.3 dB	5.75 dBic	2.3%
[1]	$0.90\lambda_g$	-0.85 dB	5.4 dBic	1.98%
[3]*	$15.0\lambda_g$	-1.95 dB	18.9 dBic	2.5%
SIW multihole CP	$0.82\lambda_g$	-0.81 dB	5.1 dBic	4.91%

* Antenna Array



第四章 基板合成波導共振腔理論

波導共振腔(waveguide cavity)傳統上是種以空氣為介質的金屬製笨重結構。製造成本相也較為高昂，實際使用上也不易與主動電路連接。然而，它比一般傳輸線諧振器有更高的品質因素，所以非常適合製作濾波器、振盪器、耦合器(coupler)等。因此，利用高介電係數材料製作微波原件的方法開始受到關注。由於被動元件在使用上常常需要與主動電路連結，使得利用 PCB 板或 LTCC 製程來製作波導於近年來開始成為研究焦點。其想法主要就是在介質上下兩面金屬間，加上金屬連通柱(metallic-via)，形成基板合成波導結構。

在本章中，將介紹基板合成波導共振腔的理論和設計方法，以及利用共振腔設計雙工器並改良傳統式共振腔設計濾波器。最後將探討其模擬結果。

4.1 矩型波導共振腔 [27]

一內介質之導電係數為 ϵ ，導磁係數為 μ 的矩形波導共振腔幾何結構如圖 4-1 所示，六面皆為金屬板。利用[27]推導出的矩形波導 TE 波和 TM 波的結果，這些波模以滿足波導共振腔四個邊牆($x=0, a$ 及 $y=0, b$)必要的邊界條件，剩下的就是要求 $z=0, d$ 兩邊牆上 $E_x = E_y = 0$ 。

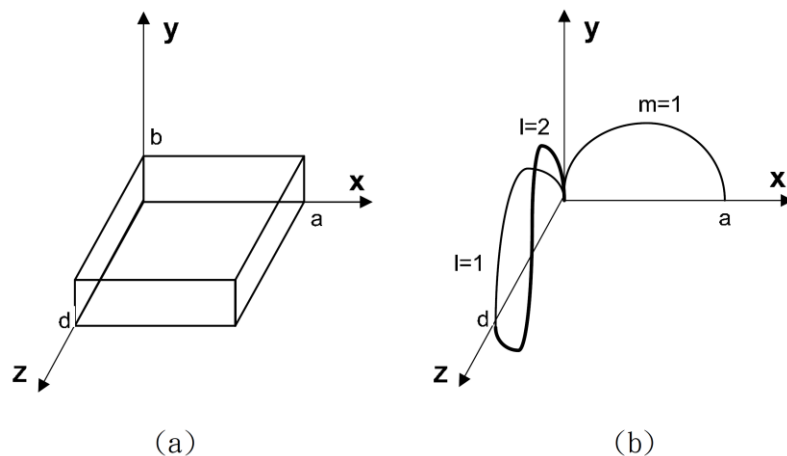


圖 4-1 矩形共振腔(a)結構與(b)其 TE₁₀₁ 和 TE₂₀₁ 之電場分佈 [27]

存在於矩形波導中的 TE_{mn} 或 TM_{mn} 的橫向電場(E_x, E_y)為

$$\vec{E}_t(x, y, z) = \vec{e}(x, y)[A^+e^{-j\beta_{mn}z} + A^-e^{j\beta_{mn}z}] \quad (4-1)$$

其中 $\vec{e}(x, y)$ 為描述波模在橫截面上變化的函數，而 A^+ 和 A^- 分別為正負向行進波的振幅

。而傳播常數在第 mn 個 TE 波或 TM 波時為

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (4-2)$$

其中 $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ ，而數 ϵ 為其內介質之導電係， μ 為導磁係數。

因為上下板也為理想導體，因此 $z = 0$ 處 $\vec{E}_t = 0$ 。同理， $z = d$ 處 $\vec{E}_t = 0$ 。如此一來可

推得

$$A^+ = -A^- \quad (4-3a)$$

$$\vec{E}_t(x, y, d) = -\vec{e}(x, y)A^+2j \sin \beta_{mn} d = 0 \quad (4-3b)$$

(4-3b)式中($A^+ \neq 0$)的唯一解為

$$\beta_{mn} d = l\pi, \quad l=1,2,3,\dots, \quad (4-4)$$

意即，在共振頻率，共振腔的長度必須為半波導波長的整數倍。若長度改變，共振頻率

就會不同。改變其長度，共振頻率即會偏移。換句話說，矩形波導共振腔即為一種用波

導做成的短路 $\lambda/2$ 傳輸線。其截止波數可定義為

$$k_{mnl} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (4-5)$$

TE_{mnl}及TM_{mnl}為矩形波導的兩種共振模態，其中 m 、 n 、 l 分別是在 x 、 y 、 z 方向上的

變化次數。此外，由(4-5)式可求得此兩種波模的諧振頻率為

$$f_{mnl} = \frac{ck_{mnl}}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (4-6)$$

若 $b < a < d$ ，則共振主模態(最低的諧振頻率)為 TE_{101} 模態，對應到一個長度為 $\lambda_g/2$ 之矩形波導中的 TE_{10} 主模。而 TM 波的主模態為 TM_{110} 。

4.2 基板合成波導共振腔 [27]

基板合成波導共振腔的製作方式，和 2-1 節中所敘述的基板合成波導一樣，皆是在印刷電路板上下兩面金屬間的介質中，依照所設計的尺寸，打上金屬連通柱，將其封閉成一個共振腔的結構，但是使用基板合成波導不能實現出某些模態之波導共振腔。如圖 4-2 之矩形波導，在 $y-z$ 平面之金屬牆上， TE_{m0} 模態之表面電流分佈為平行 y 軸方向，即平行側牆之金屬連通柱放置的方向，因此金屬連通柱彼此之間的間隙對於表面電流影響較小，只會有少量的電磁能量輻射出去。

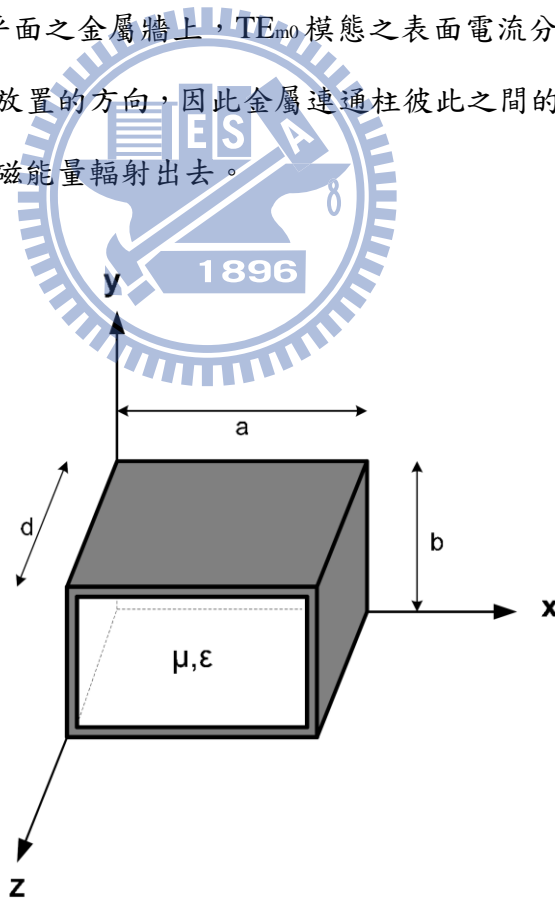


圖 4-2 矩形波導之幾何結構 [27]

然而考慮 TM 模態，由於其在側牆之表面電流分佈在 y 及 z 方向上，側牆金屬連

通柱之間間隙，阻絕沿著 z 方向上電流之流動，因此會有很大的電磁能量輻射出去，所以基板合成波導之模態為 TE 模態，但 TE_{mnp} 模態，當 $n \neq 0$ 時，亦有較大之輻射損失。因此，無法利用基板合成波導實現 TM 模態或 TE_{mnp} 模態 ($n \neq 0$) 之波導共振腔。

4.3 基板合成波導帶通濾波器設計

本節將使用上節理論，探討基板合成波導之共振腔濾波器的設計。本節使用 Ansoft HFSS 電磁模擬軟體去分析結構電磁場分布和散射參數。使用板材為 Rogers RO4003，傳統共振腔帶通濾波器板材厚度為 1.524mm 共振腔直角耦合帶通濾波器板材厚度為 0.508mm，介電常數為 3.55，損耗正切 0.0027。將於下一章節將此節所探討之濾波器應用於微波元件雙工器的設計製作。

4.3.1 傳統共振腔帶通濾波器

如圖 4-3 所示，利用兩個正方形共振腔去組成帶通濾波器，可由 4-6 式決定其共振頻率，同時可得到基板合成波導傳統型共振腔濾波器的設計尺寸，如表 4-1 所示。圖 4-4 為其散射參數曲線，由曲線可看出此行濾波器具有第一高階模所提供之額外通帶的特性。

符號	W_s	L_s	h_s	a	l	W	h
尺寸(mm)	13.3	41.4	1.524	6	10.8	4.94	11.1
符號	p	d	S_2	S_1	W_2	W_1	
尺寸(mm)	0.8	0.4	7	2.5	6	3.637	

表 4-1 基板合成波導傳統型共振腔濾波器設計參數

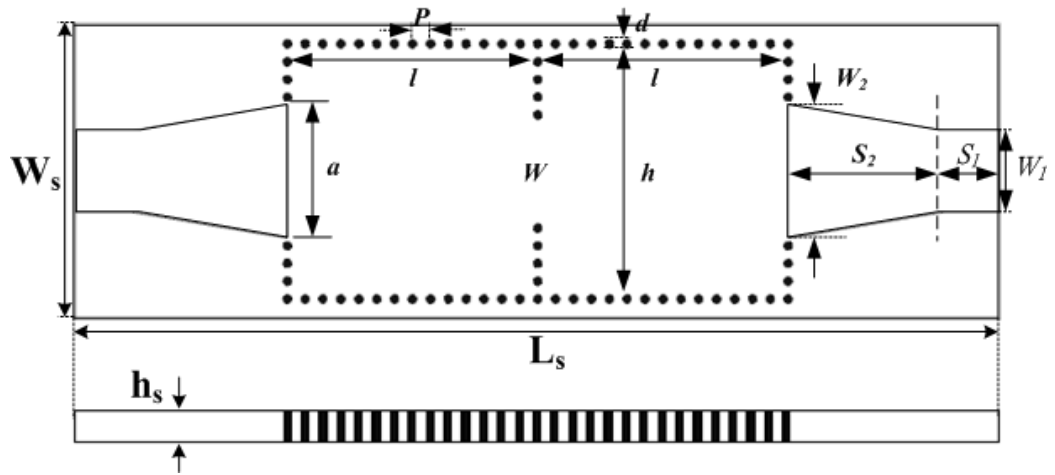


圖 4-3 基板合成波導傳統型共振腔濾波器

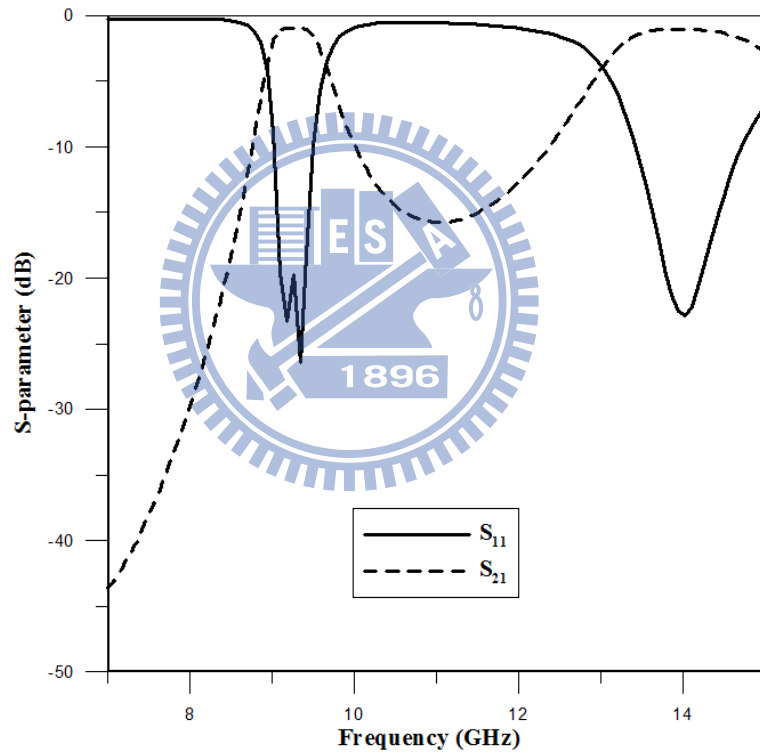


圖 4-4 傳統共振腔濾波器散射參數

4.3.2 共振腔直角耦合帶通濾波器

由於傳統共振腔帶通濾波器在第一高階模態上會存在一額外的通帶，此一特性成為傳統共振腔帶通濾波器的缺點。由於帶通濾波器乃是藉由控制頻率響應的表現來使系統及元件之間的傳輸訊號不受雜訊影響，因此在實際應用上，需要高選擇性的的濾波器來

提高整個電路的性能。為了達成此目的，此節提出另一改良的設計。

首先，藉由 4-6 式設計一傳統共振腔濾波器，藉由調整傳統共振腔濾波器中的輸入輸出端開口(inductive irises)可使導波管中的奇模態與偶模態導波的訊號傳輸路徑改變，進一步而產生傳輸零點。換句話說，此現象乃為共振腔中所產生之高階模態所產生的效用。由於傳統共振腔的開口位於相反的兩端，而使得共振腔中的高階模態的效應較弱。因此，為了增強高階模態的效應來產生傳輸零點，本設計在末段處並連一共振腔來形成垂直耦合。此法因兩開口端距離較近而可使耦合強度加強。

其設計形態如圖 4-5 所示，相關的設計參數如表 4-2 所示。由圖 4-6 之模擬結果可看出調動 W ，傳輸零點位置可被拉近與頻率通帶的距離，意即相對於前述之傳統共振腔之設計形式相對提高濾波器的頻率選擇性。同時由圖 4-7 觀察在 S_{21} 上與傳統共振腔濾波器的插入損失比較。

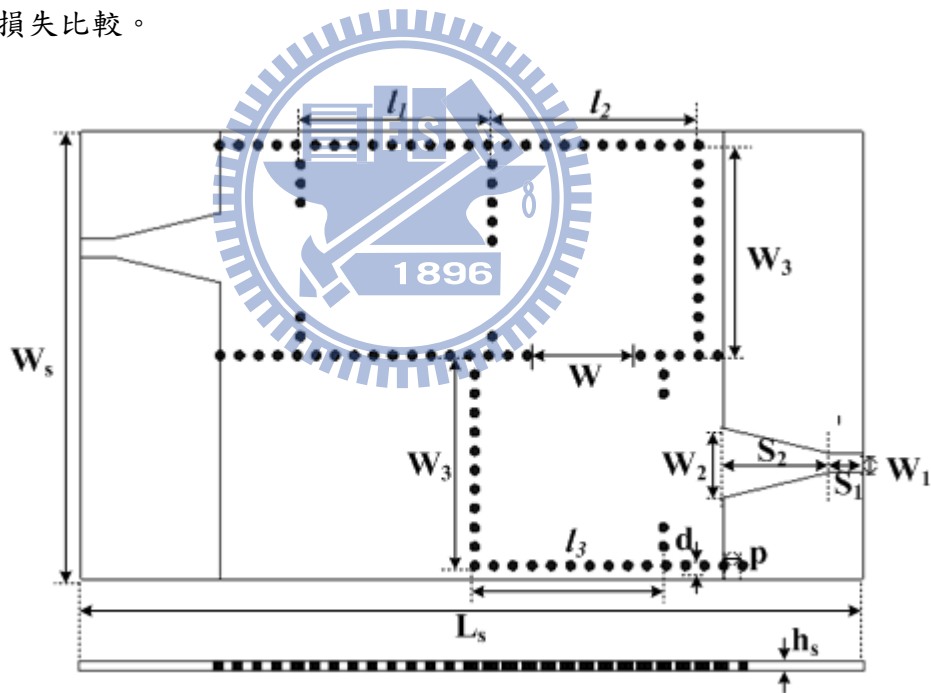
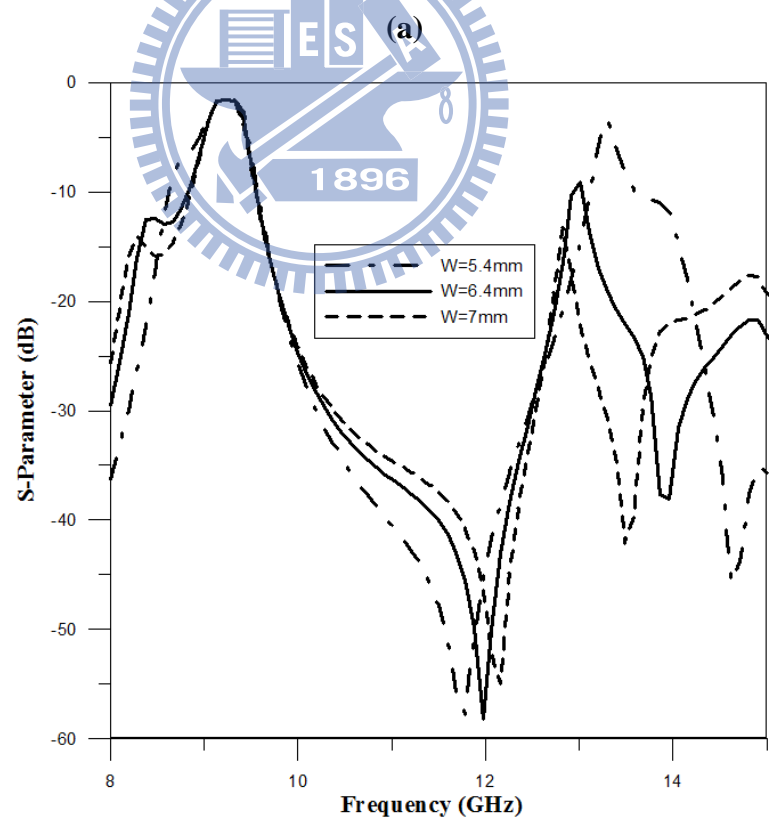
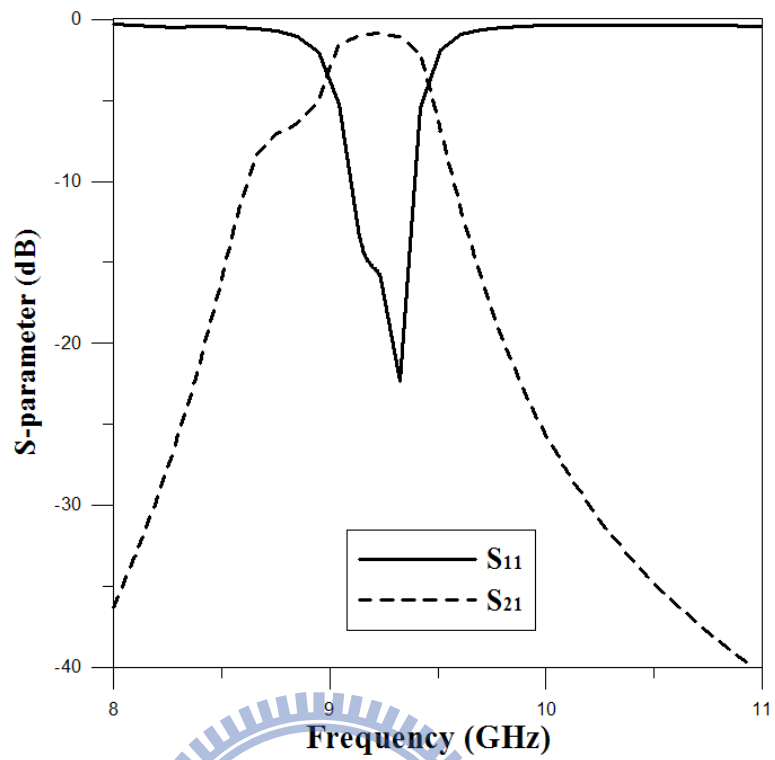


圖 4-5 直角共振腔耦合帶通濾波器

表 4-2 直角共振腔耦合帶通濾波器設計參數

符號	W_s	L_s	h_s	W_3	l_3	W	l_2
尺寸(mm)	25.75	44.88	0.508	11.8	10.85	5.4	11.85
符號	p	d	S_2	S_1	W_2	W_1	l_1
尺寸(mm)	0.8	0.4	6	2	4	1.137	11



(b)

圖 4-6 (a) 直角共振腔耦合帶通濾波器散射參數(b) 調動 W 所得到 S_{21} 的變化

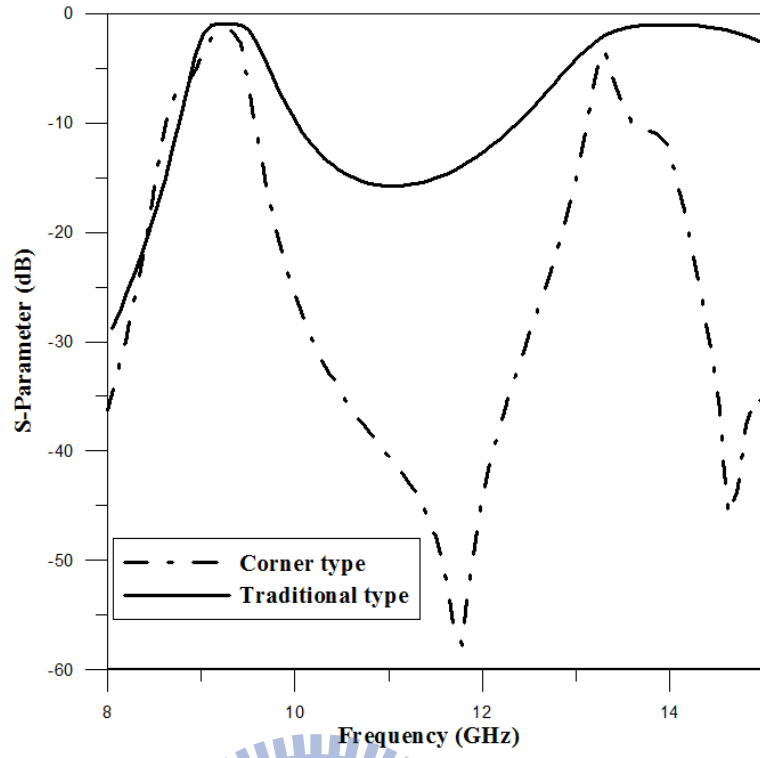


圖 4-7 與傳統共振腔帶通濾波器之插入損失比較



第五章 利用基板合成波導共振腔研製雙工器

雙工器是異頻雙工電臺，中繼台的主要配件，其作用是將發射和接收訊號相隔離，保證接收和發射都能同時正常工作。它是由兩組不同頻率的阻帶濾波器組成，避免本機發射信號傳輸到接收機。本論文將以基板合成波導技術設計製作此一被動元件。本章將先以 Riblet 短槽耦合器設計一基板合成波導雙工器，接著更進一步針對其隔離度改良提出另一設計並加以實作。

本設計使用之電磁全波模擬軟體為(high frequency structuresimulator, HFSS)，板材為 Rogers RO4003，Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器板材厚度為 1.524mm，三埠雙工器板材厚度為 0.508mm，其介電常數為 3.55，正切損耗為 0.0027，金屬連通柱直徑 0.4mm，相鄰金屬連通柱圓心至圓心距離為 0.8mm，此間距可使基板合成波導幾乎沒有由金屬連通柱間漏出去的輻射損耗。

5.1 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計

延續第二章中所探討過的 Riblet 短槽耦合器原理，本節首先設計一 Riblet 短槽耦合器，同時進行模擬分析。接著再將此耦合器與第四章所提及的傳統型共振腔濾波器串接，設計一對稱型雙工器。

5.1.1 Riblet 短槽耦合器設計模擬

A. 設計流程

1. 先設計如圖 5-1 所示之波導管 Riblet 短槽耦合器，操作頻率設計在 10.5GHz。
2. 依照所要的工作頻率選擇適當導管寬度 a ，使其只傳遞 TE₁₀ 模態。同時依照 (2-30)式來選擇適當的耦合長度 l ，使其能夠在埠 2 與埠 3 間產生 90 度相差。
3. 調動參數 c 來達成各個端埠的阻抗匹配，同時避免 TE₃₀ 波或更高階模的產生。

B. 模擬結果

圖 5-1 為模擬電路圖，圖 5-2 (a)、(b)、及(c)為散射參數與輸出相角差之模擬結果。分別顯示從頻率 8.29GHz 到 12.7GHz， S_{11} 與 S_{41} 大小都低於-10dB，同時相角差也在九十度正負五度間震盪。此中心頻率為 10.5GHz 的基板合成波導枝幹耦合器約有 5GHz 的頻寬，即 20% 頻寬。

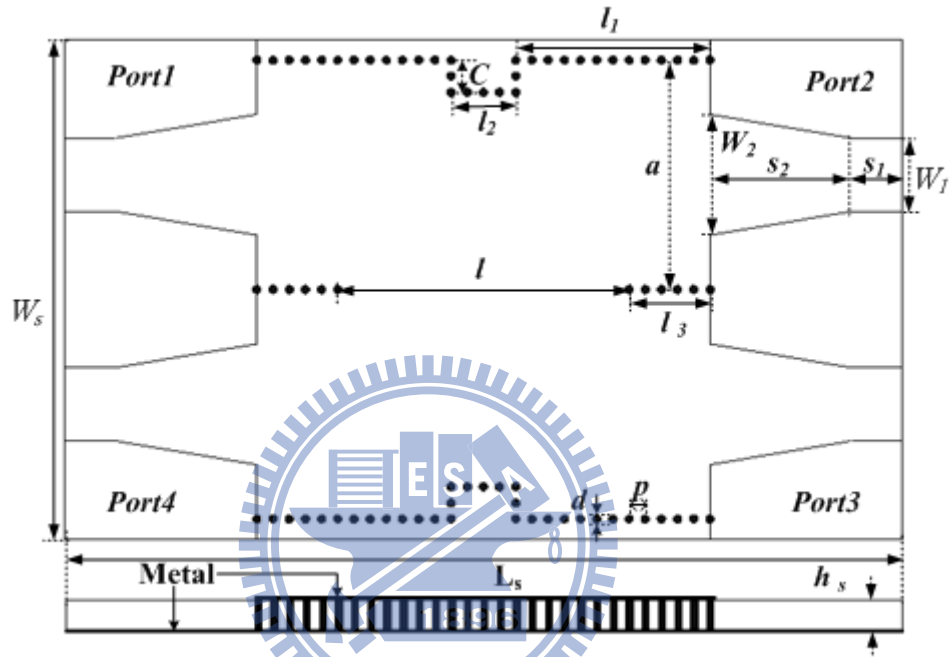
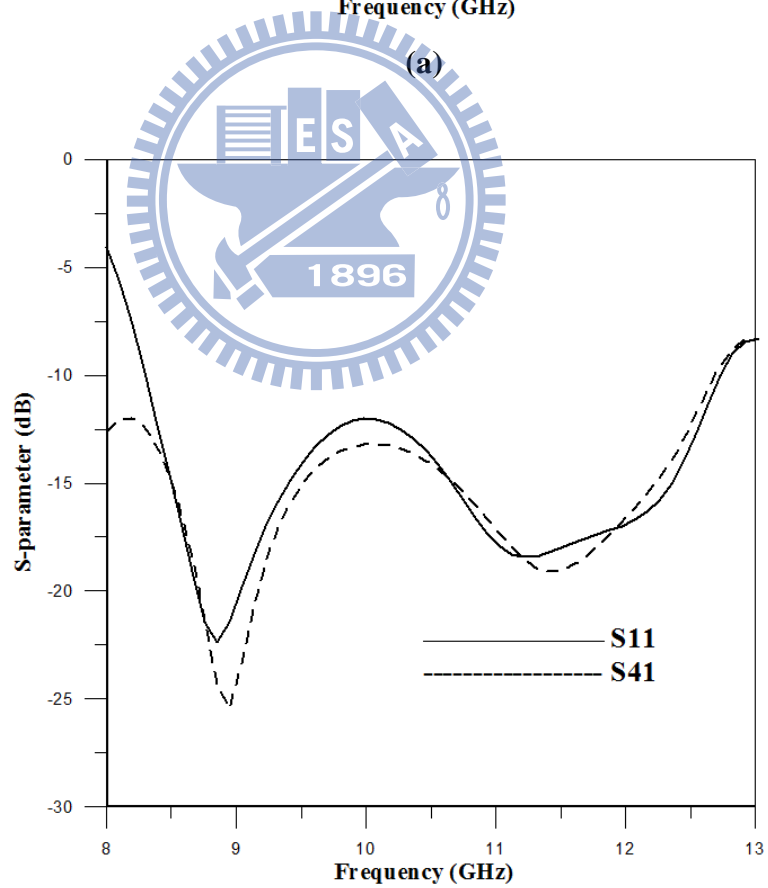
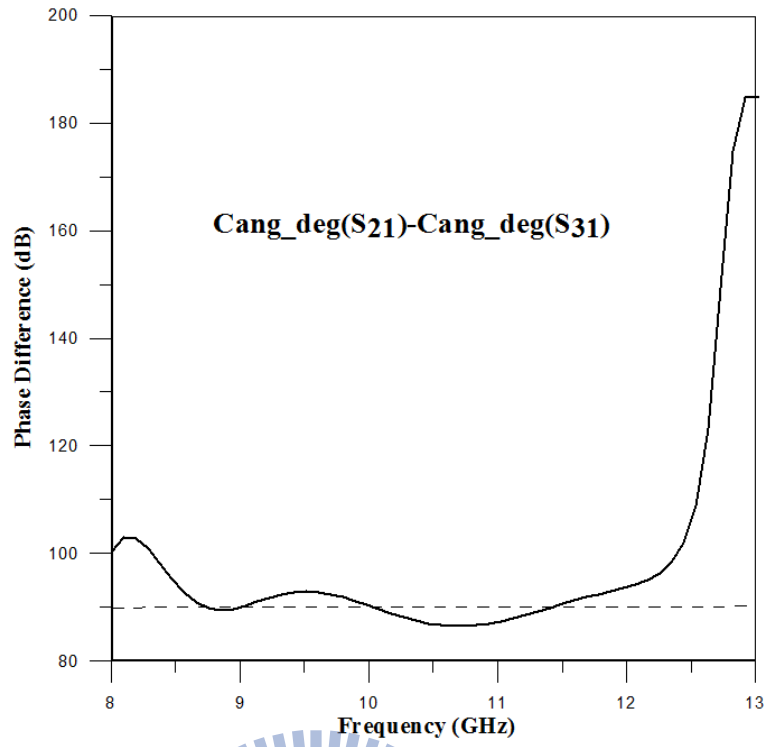


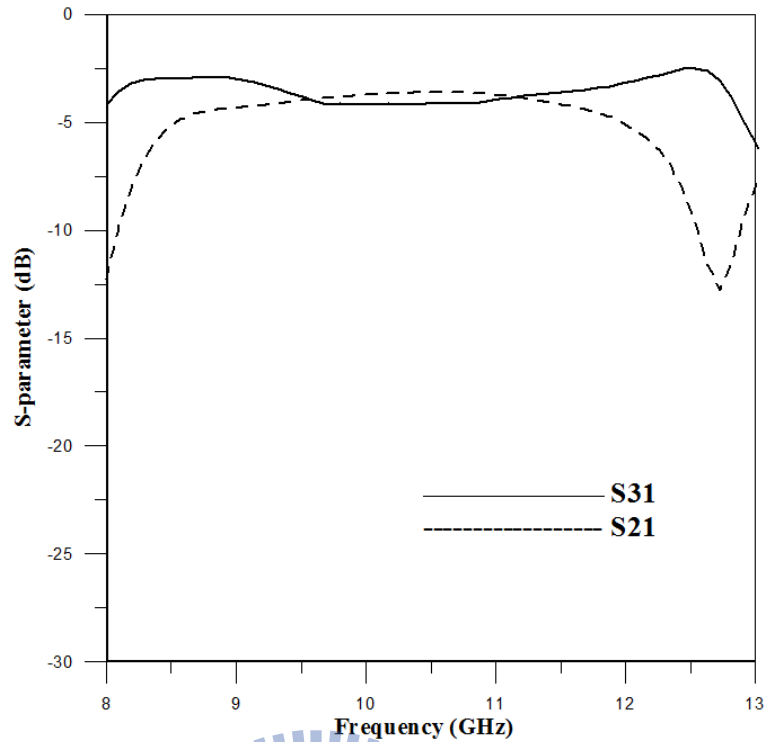
圖 5-1 Riblet 短槽耦合器

表 5-1 Riblet 短槽耦合器設計參數

符號	W_s	L_s	h_s	d	p	l	a	W_1
尺寸(mm)	24.8	41.4	1.524	0.4	0.8	14	11	3.637
符號	l_1	l_2	l_3	C	W_2	s_2	s_1	
尺寸(mm)	9.6	3.2	4	1.6	6	7	2.5	



(b)



(C)
圖 5-2 Riblet 短槽耦合器模擬結果
(a)輸出相角差(b) S_{11} 及 S_{41} (c) S_{31} 及 S_{21}

5.1.2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計原理

本節將利用上節所設計之 Riblet 短槽耦合器結合傳統型共振腔濾波器來設計一對稱型雙工器，其工作原理如下：當埠 1 接收到發射端訊號進入時，與 Riblet 短槽耦合器連接的共振腔濾波器將訊號過濾掉，使其無法通過而達到埠 3(接收端)以及埠 4(匹配端)，因此訊號被反彈至埠 1 與埠 2(天線端)，由第二章 Riblet 短槽耦合器的理論可知，在不考慮損耗下埠 2 端可接到所有訊號。工作原理即如圖 5-3(a)所示。相對的，當埠 2(天線端)接收到天線訊號時，被刻意設計的共振腔濾波器能夠讓此訊號通過，在不考慮損耗下埠 4 端可接到所有訊號，期工作原理如圖 5-3(b)所示。圖 5-4 為模擬與實作電路圖，相關的參數設定如表 5-1 所示。

表 5-2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器設計參數

參數	W_s	l_s	h_s	h_1	p	d	l	W	a
尺寸 (mm)	24.6	76.6	1.524	19.2	0.8	0.4	11.2	4.6	6.2
參數	h	l_1	l_2	l_3	W_1	W_2	S_1	S_2	
尺寸 (mm)	11	11.6	3.2	8	3.637	6	2.5	7	

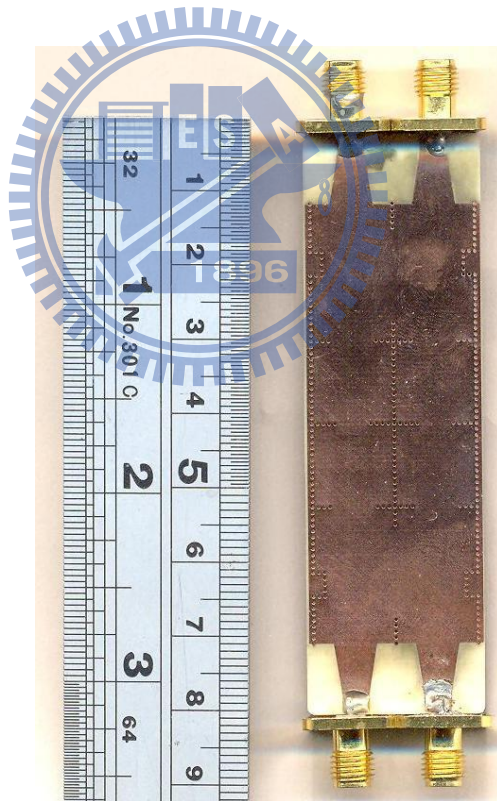
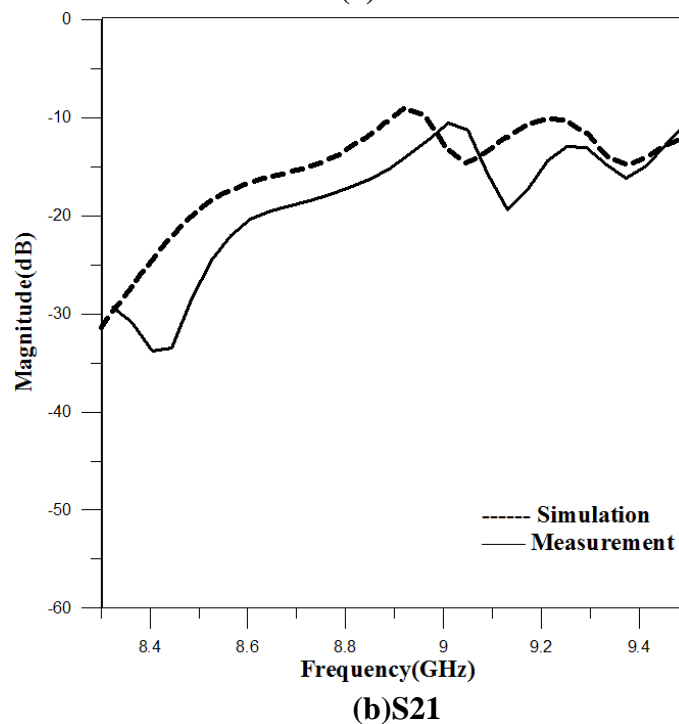
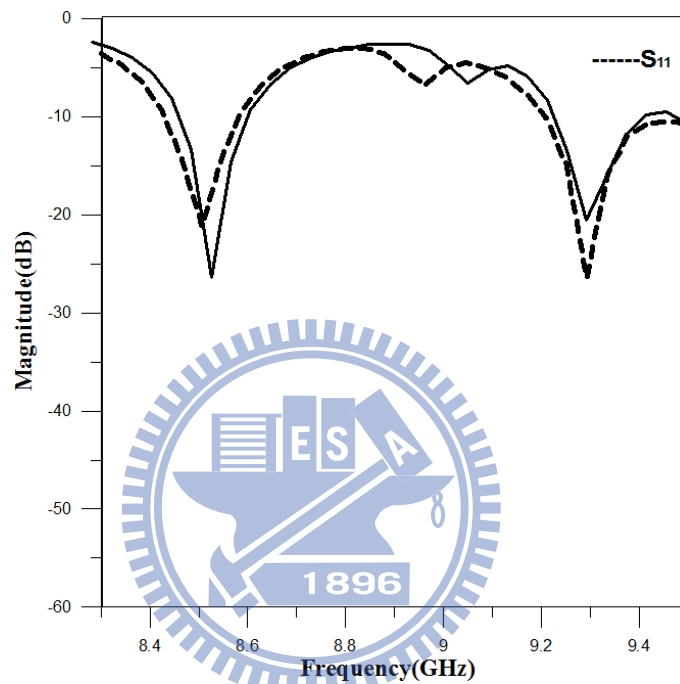
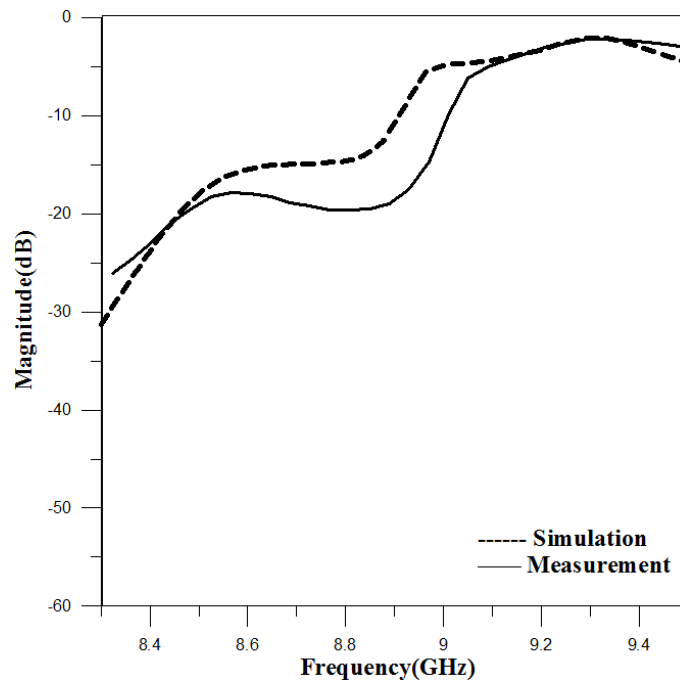


圖 5-5 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器實作

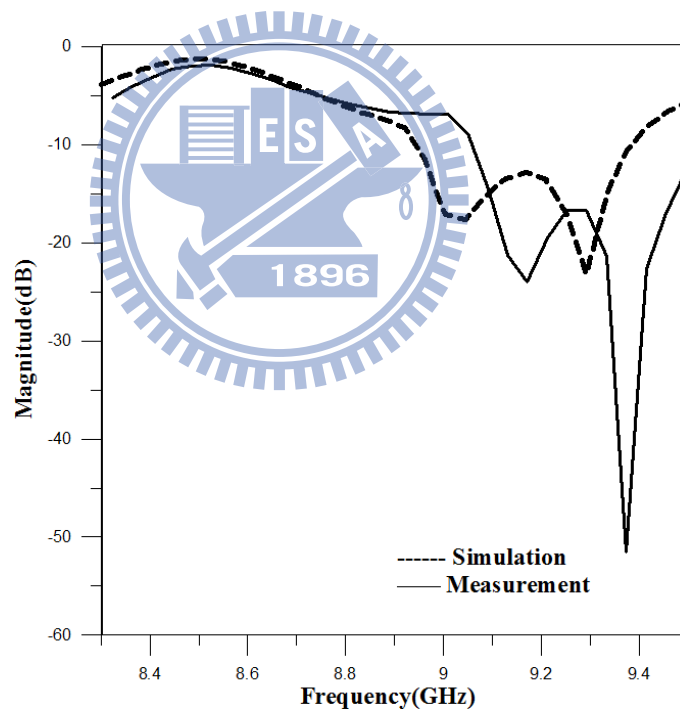
5.2 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器量測分析

圖 5-6 (a)、(b)及(c)、(d)為此雙工器之散射曲線模擬與量測對照圖。低頻通帶為 8.43GHz-8.58GHz，插入損耗為-1.77dB。而高頻通帶為 9.21GHz-9.38GHz，插入損耗 (*Insertion Loss*)為-2.08dB。在隔離度上，則可提供在-10dB 以下。量測結果與模擬結過大致上相當吻合。





(c)S31



(d)S41

圖 5-6 Riblet 短槽耦合器結合共振腔帶通濾波器之雙工器散射參數曲線模擬與量測對照圖

(a)S11(b) S21(c)S31(d)S41

5.3 三埠雙工器設計

雙工器於實際應用層面上，受其隔離度所影響。隔離度越高，則其應用層面也較為廣泛。因此，本節利用第四章所提出的直角耦合共振腔帶通濾波器來設計另一雙工器。如圖 5-7 所示，將第四章所設計之兩個直角耦合共振腔帶通濾波器結合來設計一具有較高隔離度的三埠雙工器。設計低頻段饋入時，由埠二輸出；高頻段饋入時，由埠三輸出，同時透過設計參數的微調來獲得較佳的整體效能。本設計特色主要是藉由透過直角耦合共振腔濾波器的傳輸零點特性，達成不增加濾波器級數及整體原件面積的前提下，提升雙工器隔離度的一改良型式。圖 5-8 為其設計結構圖，相關設計參數如表 5-3 所示。

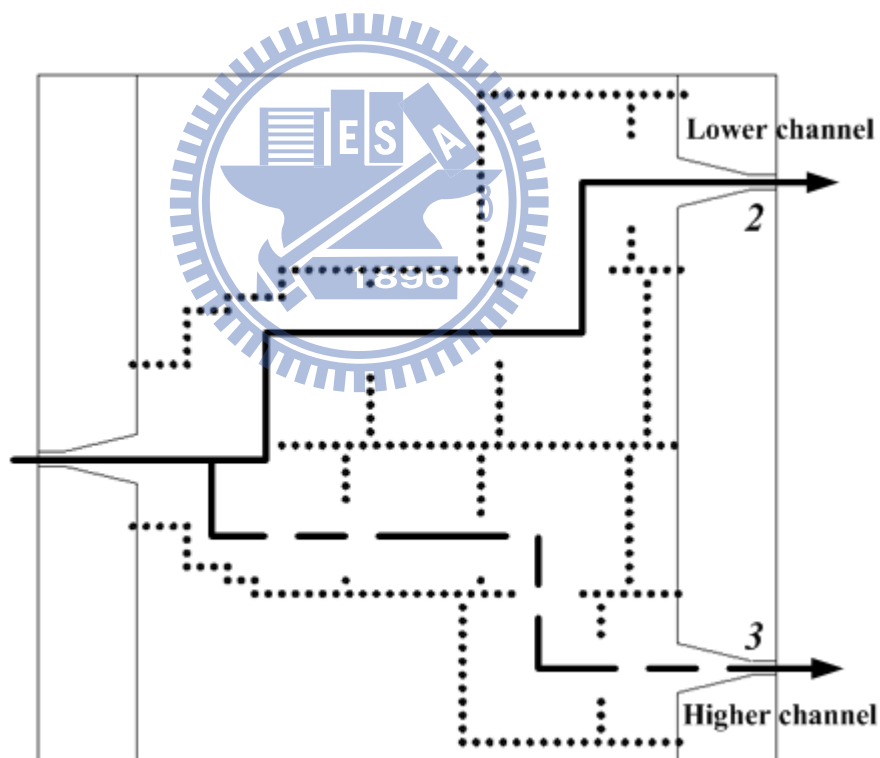


圖 5-7 三埠雙工器

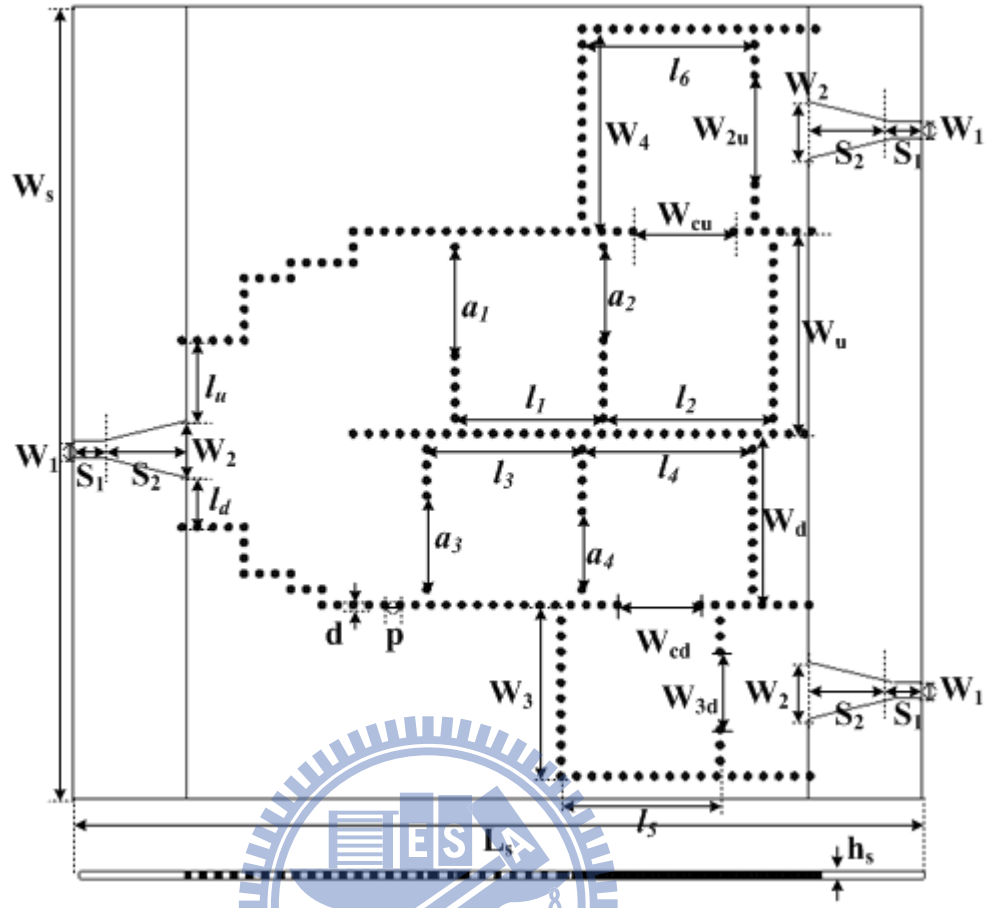


圖 5-8 三埠雙工器結構

表 5-3 三埠雙工器設計參數

參數	W_s	L_s	h_s	d	p	S_2	S_1	W_2	W_1	l_u
尺寸 (mm)	56	60	0.508	0.4	0.8	6	2	4	1.137	5.4
參數	l_d	a_3	a_4	l_3	l_4	W_d	W_3	W_{3d}	W_{cd}	l_5
尺寸 (mm)	3.2	6.05	4.95	10.45	11.5	14	12.07	4.95	5.25	11.25
參數	a_1	a_2	l_1	l_2	W_{cu}	W_u	W_4	W_{2u}	l_6	
尺寸 (mm)	7.15	6.05	10.5	12	6.55	14	14.2	7.15	12.2	

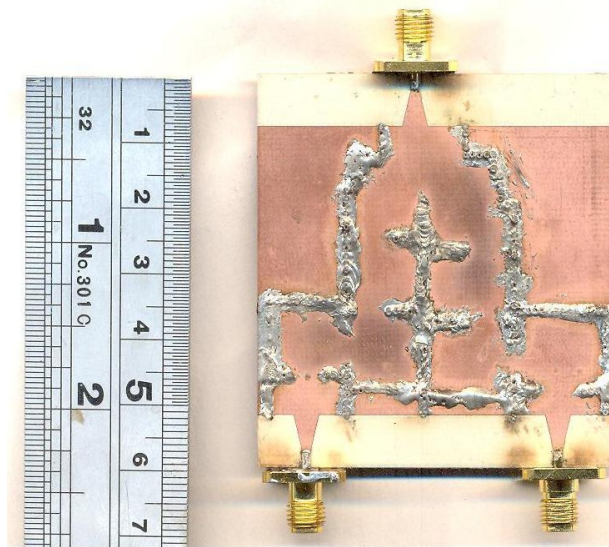


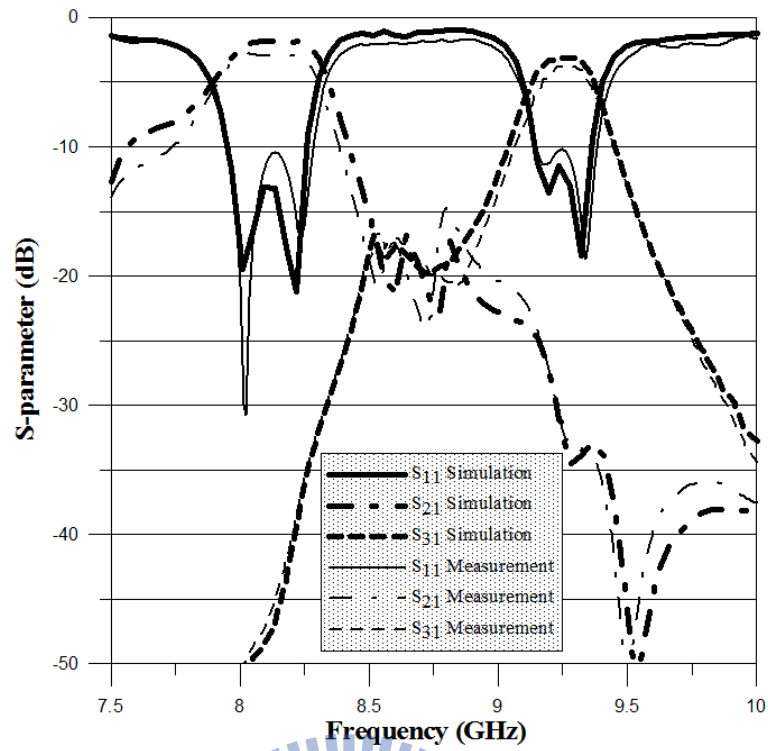
圖 5-9 三埠雙工器實作圖

5.4 三埠雙工器量測數據分析

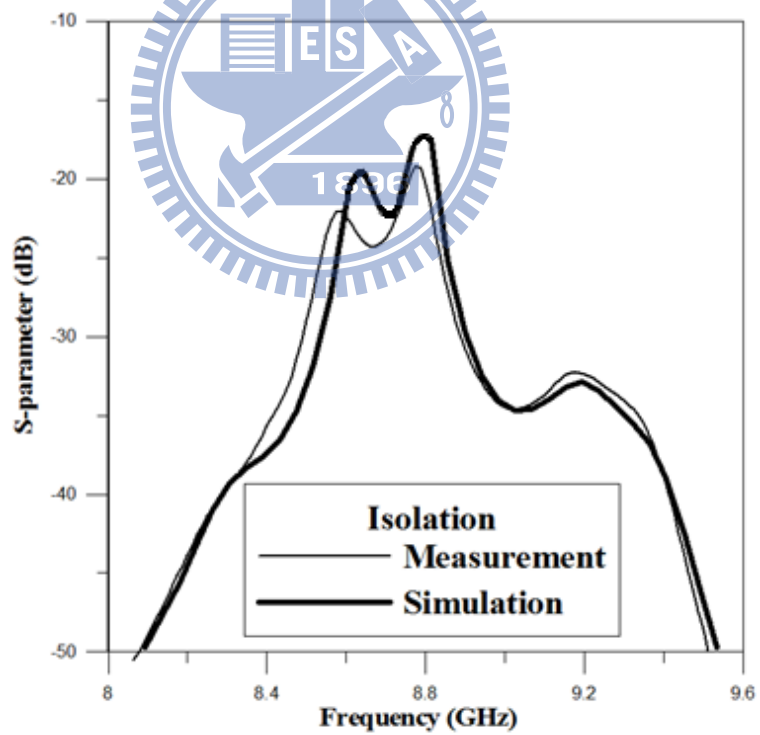
圖 5-10(a)、(b)為此雙工器之散射曲線模擬與量測對照圖。量測結果與模擬結過大致上相當吻合。在通帶頻段上反射損耗皆小於-10dB。而在低頻通帶 8.15GHz 與高頻通帶 9.26GHz，頻寬分別為 3.6%與 3.2%，兩輸出埠的隔離度皆小於-35dB，與上節所設計之雙工器效能相比，由圖 5-11 可知，在隔離度表現上明顯獲得提升。而在兩輸出埠之輸出訊號的插入損失約在-3.3dB，此插入損耗包含了 SMA 接頭與基板合成波導錐形饋入傳輸線所造成之影響。表 5-4 則為此三埠雙工器與相關研究之效能比較，可作為設計雙工器效果與性能評估表。

表 5-4 效能比較

Reference	Isolation(dB)	Insertion Loss(dB)	Filter length (λ_g)	Substrate dielectric constant
[36]	-40 dB	1.88 dB	$\sim 2.53 \lambda_g$	2.2
[37]	-38 dB	4 dB	$\sim 2.29 \lambda_g$	2.4
Proposed design	-35 dB	3.3 dB	$\sim 1.28 \lambda_g$	3.55



(a)



(b)

圖 5-10 三埠雙工器模擬與量測結果
(a) 散射曲線(b)隔離度

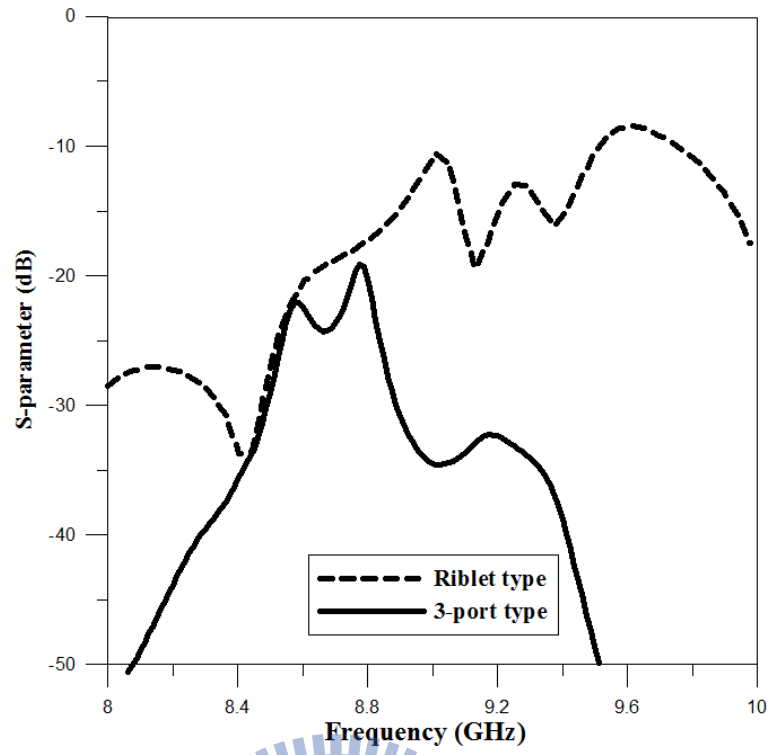


圖 5-11 雙工器隔離度比較圖



第六章 結論

本論文針對基板合成波導技術提出兩種應用層面上之設計，包含圓極化天線支應用以及微波原件之雙工器設計。在第三章圓極化天線設計部分，利用結合平板天線以及基板合成波導多孔耦合器的架構，使得整體天線在圓極化頻寬能有不錯的效能，在達成雙極化效果的同時，亦能夠在傳統圓極化天線之 3dB 軸比頻寬特性上有所提升。在第五章中，利用基板合成波導所設計之共振腔結構來應用在雙工器的設計上，由第四章所設計之直角耦合共振腔濾波器所設計出來的雙工器，相較於傳統作法提出一較為簡單的方式，同時在不失元件特性下，整體元件的設計具有能夠節省設計尺寸的優點。藉由縮短共振腔之輸出孔耦合距離來使的高階膜效應增加，使得在不增加濾波器級數之前提下，克服設計尺寸上的問題，這是本論文在雙工器設計上之技術所在。

至於本篇論文還有數項研究空間，是未來從事相關研究這可以再進一步深入探討並且加以提升的地方。第一，在雙圓極化天線之設計上已經達成，同時亦具備有其效能，未來的研究可朝結合線性極化的方向上進行研究探討。由於基板合成波導在切換裝置上的研究目前可得知文獻仍相當有限，因此對於結合多種極化之天線設計仍有研究的空間。第二，在雙工器的研製上，本論文所提出之方法，即直角式耦合濾波器效能上，在慮選擇的特性上仍有升空間，目前做法主要是以縮小設計尺寸為考量，而在效能上，若能拉近兩個通帶的頻段，意即設計出具有較強頻率選擇性的濾波器，則可達更完美的設計境界。因此，冀望未來研究能朝此方向上提出的方式來提升此方面的效能，使其設計更趨完美。

参考文献

- [1] Guo Qing Luo, and Ling Ling Sun, "Circularly Polarized Antenna Based On Dual-mode Circular SIW Cavity," Proceedings of the international conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Vol. 3 , pp. 1077 - 1079, 2008.
- [2] D. Kim, J.W. Lee, C.S. Cho and T.K. Lee "X-band circular ring-slot antenna embedded in single-layered SIW for circular polarisation," ELECTRONICS LETTERS 18th , Vol. 45, No.13, June 2009 .
- [3] Peng Chen, Wei Hong, Senior Member, IEEE, Zhenqi Kuai, and Junfeng Xu, "A Substrate Integrated Waveguide Circular Polarized Slot Radiator and Its Linear Array," IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 8, 2009
- [4] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planer form," IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 11, no.2, pp.68-70, Feb. 2001.
- [5] F. Xu , Y. Zhang, W. Hong, K. Wu and T. J. Cui, "Finite-difference frequencydomain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, pp2221-2227, 2003.
- [6] Y. Cassivi, L. Perregri, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu and G. Conciauro, "Dispersion characteristic of substrate integrated rectangular waveguide" IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep.2002.
- [7] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguide," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp 619-622, May 2001.
- [8] Deslandes, D. and K. Wu, "Substrate integrated waveguide dual-mode filters for broadband wireless systems," Radio and Wireless Conference, pp.385-388, 2003.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters," Electrical and Computer Engineering, vol.3, pp.1917-1920, 2003.
- [10] Y. Cassivi and K. Wu, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated

waveguide cavity,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.13, pp.48-50, Feb, 2003

- [11] W. D’Orazio, K. Wu and J. Helszajn, “A substrate integrated waveguide degree-2 circulator,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, pp.207-209, May 2004.
- [12] S. Germain, D. Deslandes and K. Wu, “Development of substrate integrated waveguide power dividers,” *Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003*, vol.3, pp.1921-1924, May 2003.
- [13] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui, “Simulation and experiment on SIW slot array antennas,” *Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep. 2002.
- [14] H. Uchimura, T. Takenoshita and M. Fujii, “Development of a “Laminated Waveguide””, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.46,no.12, pp.2438-2443, Dec. 1998.
- [15] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planer Form” *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [16] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated transition of coplanar to rectangular waveguide” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp 619-622, May 2001.
- [17] A. Angelucci, P. Audagnotto, P. Corda, P. Obino, F. Piarulli and B. Piovano, “High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems,” *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol.3, pp.1717–1721, 1994.
- [18] H. Li, W. Hong, T.-J. Cui, K. Wu, Y.-L. Zhang and L. Yan, “Propagation Characteristics of Substrate Integrated Waveguide Based on LTCC” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp 2045-2048, Dec. 2003.
- [19] Y. Cassivi, L. Perreggini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu and G. Conciauro, “Dispersion characteristic of substrate integrated rectangular waveguide” *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333-335, Sep. 2002.

- [20] H.J.Moody, "The systematic design of the butler matrix," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-2, pp.786-788, 1964.
- [21] D. Deslanted and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planer form" *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [22] D. Deslanted and K. Wu, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguide" *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp 619-622, May 2001.
- [23] David M. Pozar,etc., *Microwave Engineering*, 2nd edition, John Wiley&Sons, U.S.A. 1998.
- [24] S. Zhang, J. Madic, P. Bretchko, J. Mokoro, R. Shumovich, and R. McMorrow, "A novel power -amplifier module for quad-band wireless handset applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no.11, Nov. 2003.
- [25] D. Coveyou, S. Trulli and J. Fontneau, "High performance L-band ball grid array power and receive amplifier module set for satellite phone handsets," *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol.1, pp.223-226, June 1999.
- [26] H. J. Riblet, "The short-slot hybrid junction," *Proc. Of IRE*, vol.40, pp. 180-184, Feb. 1952.
- [27] David M. Pozar,etc., *Microwave Engineering*, 2nd edition, John Wiley&Sons, U.S.A. 1998.
- [28] C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*, vol. 8 of MIT Rad. Lab. Series, McGraw-Hill, N.Y., 1948.
- [29] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T.Jones, *Microwave filter, Impedance - Matching Networks and Coupling Structures*. Norwood,MA:Artech House, 1980
- [30] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, McGraw-Hill, N.Y., 1960.
- [31] H. J. Riblet, "The short-slot hybrid junction," *Proc. Of IRE*, vol.40, pp. 180-184, Feb. 1952.

- [32] J. Reed and G. J. Wheeler, "A Method of analysis of symmetrical four-port networks ," *IRE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-4,pp. 246-252,October 1956.
- [33] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 29, No. 1, pp. 2-24, January 1981.
- [34] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, "Simple Approximate Formulas for Input Resistance , Bandwidth ,and Efficiency of a Resonant Rectangular Patch ,"*IEEE Trans. Antennas and Propagation*,Vol.3,pp.407-410,March 1991.
- [35] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," *IEEE Trans. Antennas propagat.*, vol. 22, pp. 74-78, Jan. 1974.
- [36] H. J. Tang, W. H., J. X. Chen, G. Q. Luo, and K. Wu, "Development of millimeter wave planar diplexers based on complementary characters of dual-mode substrate integrated waveguide filters with circular and elliptic cavities" [J], *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.55, no.4, pp.776-782, Apr. 2007.
- [37] X. Chen, W. Hong, T. Cui and K. Wu, "Substrate integrated waveguide(SIW) asymmetric dual-mode filter and diplexer," *International Journal of Electronics*, Vol. 92, No. 12, pp. 743-753, December 2005.