

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

W 頻段開關與 Ka 頻段功率分配器研製

W-band Switch and Ka-band Power Divider



研究生：張秀琴

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十四 年 六 月

W 頻段開關與 Ka 頻段功率分配器研製

W-band Switch and Ka-band Power Divider

研究生：張秀琴

Student : Hsiu-Chin Chang

指導教授：張志揚 博士

Advisor : Dr. Chi-Yang Chang

國立交通大學  
電信工程學系  
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 of Science

In

Communication Engineering

June 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十四 年 六 月

# W 頻段開關與 Ka 頻段功率分配器研製

研究生：張秀琴

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系



本論文提出應用於防撞雷達的 77GHz 開關和 38.5GHz 三路功率分配器。本文前半部描述開關的設計原理跟開關的架構。包括了串聯式、並聯式以及串聯-並聯式的開關。使用砷化鎵蕭基二極體製作一個並聯式單刀三擲開關，並且量測其結果。

本論文後半部份對三種不同類型的功率分配器做電路分析，包含有威金森、放射型以及分叉型功率分配器。並且實作跟量測一個平面式分叉型三路功率分配器。開關與三路功率分配器均以共平面波導的形式製作在介電係數為 9.8 的三氧化二鋁的基板上。

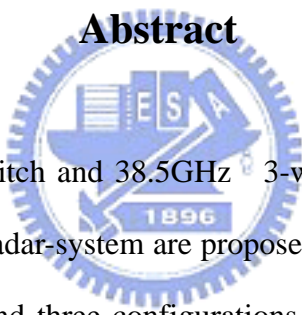
# W-band Switch and Ka-band Power Divider

Student: Hsiu-Chin Chang

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

The logo of National Chiao-Tung University is a circular emblem with a gear-like border. Inside the circle, there is a stylized building with the letters 'ES' on it, and a banner at the bottom with the year '1896'.

In this thesis, 77GHz switch and 38.5GHz 3-way power divider for 77GHz vehicle-collision -avoidance-radar-system are proposed. In the first half of this thesis, the theory of switch design and three configurations of switch are described. Three configurations are series, shunt, and series-shunt configuration. With commercial GaAs Schottky diode, a shunt switch of SP3T are implemented and measured.

In the later half of this thesis, three kinds of power dividers are presented. They are Wilkinson, radial, and fork power divider. A fork 3-way power divider is implemented and measured. Both switch and 3-way power divider are fabricated in CPW on Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> substrate with a dielectric constant of 9.8.

## 誌謝

本論文得以完成，首先要感謝指導教授張志揚博士二年來辛苦的指导 and 鼓勵，老師在微波電路豐富的知識和經驗使學生獲益匪淺。此外，還要感謝口試委員邱煥凱教授、楊正任教授及林育德教授的指導，使此篇論文更為完善。另外要謝謝中科院三所七組協助完成薄膜電路的製作及量測。

感謝實驗室學長們和同屆的思嫻、子閔、俊賢和志偉同學，在課業和論文研究上的協助，有你們的作伴，讓我有愉快的實驗室生活。還要感謝我的室友孟雅、以涵及宇芳二年來相處融洽，讓在外地生活的我有家的感覺。以及我的好友佩琳、宛嫻、音璇、昀君、勁伍、秉蔚和世彥，因為你們讓我的生活更佳精采。

最後，最要感謝陪我一路走來的家人們，爸、媽、姊、弟弟，你們在背面的支持，是我求學路上最大動力，使我無顧之憂的順利完成碩士學位。

# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 緒論.....	1
第二章 開 關 ... ..	3
2.1 簡介.....	3
2.2 開關設計原理.....	5
2.3 電路設計.....	8
2.4 電路製作與量測.....	13
第三章 功率分配器.....	17
3.1 簡介.....	17
3.2 電路分析.....	18
3.3 電路設計.....	23
3.4 電路製作與量測.....	28
第四章 結 論.....	32
參考文獻 (reference).....	34

# 表目錄

表 2-1	介入損失和隔離度比較.....	16
表 3-1	$M$ 矩陣的特徵向量和特徵值.....	24
表 3-2	公式計算結果及量測結果比較.....	31
表 4-1	單刀三擲開關實作結果.....	32
表 4-2	三路分叉型功率分配器實作結果.....	33



# 圖目錄

圖 1-1	77FGHz 射頻前端系統方塊圖.....	2
圖 2-1	開關結構圖.....	4
圖 2-2	二種開關類型.....	4
圖 2-3	單刀三擲開關的三種結構.....	5
圖 2-3	單刀三擲開關的三種結構.....	5
圖 2-4	順向偏壓和逆向偏壓下，量測到的二極阻抗.....	9
圖 2-5	模擬的匹配電路.....	10
圖 2-6	相差 180°的二種阻抗值.....	11
圖 2-7	最終的阻抗值.....	11
圖 2-8	十字接面的 HFSS 模擬.....	12
圖 2-9	單刀三擲開關模擬電路圖.....	12
圖 2-10	單刀三擲開關的模擬結果.....	13
圖 2-11	匹配電路接上二極體的實體電路圖.....	14
圖 2-12	在二極體順向偏壓和逆向偏壓時量測到的電路輸入阻抗值.....	14
圖 2-13	並聯結構的單刀三擲開關.....	15
圖 2-14	單刀三擲開關介入損失及隔離度量測結果.....	15
圖 2-15	單刀三擲開關回授損失量測結果.....	16
圖 3-1	多路功率分配器電路圖.....	18
圖 3-2	三種隔離電阻網路(a)威金森(b)放射型(c)分叉型.....	18
圖 3-3	功率分配器的 N 個模態的等效電路.....	19



圖 3-4	分叉型三路功率分配器的等效電路.....	23
圖 3-5	隔離電阻值和散射參數 S 的關係圖.....	25
圖 3-6	三路功率分配器的電路圖.....	26
圖 3-7	三路功率分配器 HFSS 模擬結果.....	27
圖 3-8	分叉型三路功率分配器電路實體圖.....	28
圖 3-9	三路功率分配器量測結果( $R=87.5\ \Omega$ ).....	29
圖 3-10	三路功率分配器量測結果( $R=75\ \Omega$ ).....	30

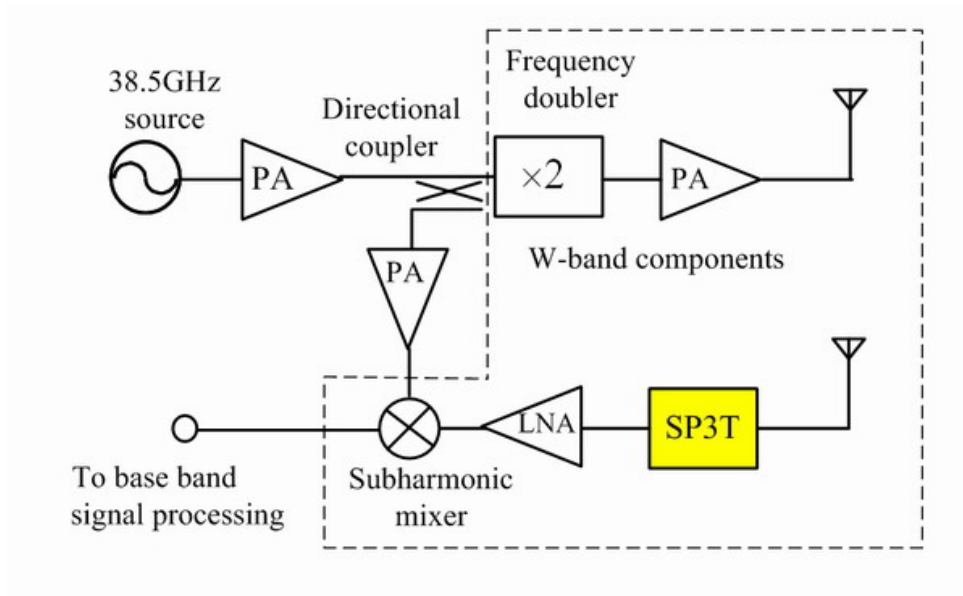


# 第一章 緒論

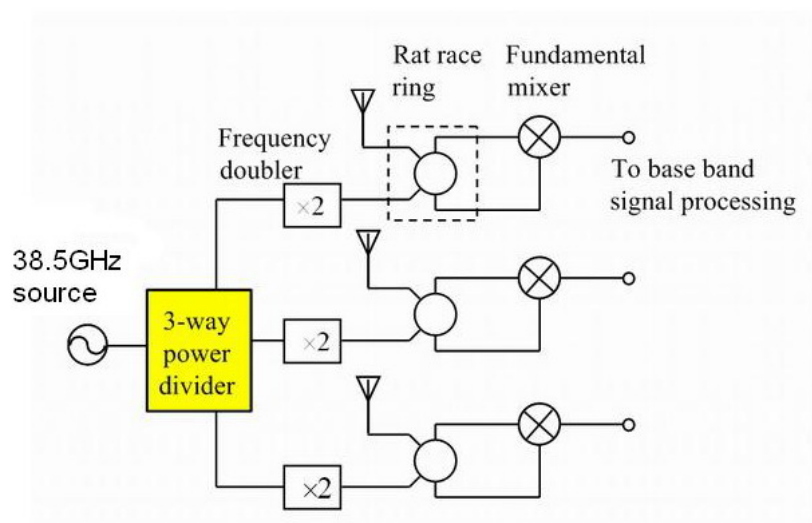
近十幾年來，交通流量愈來愈大，交通擁塞造成了很多問題，故各國最近都極力發展“智慧型運輸系統”(Intelligent Transportation Systems, ITS)，希望利用通訊、控制、資訊等科技來解決交通問題。在此系統中，汽車防撞雷達是很重要的部份。歐、美、日將汽車防撞雷達的頻率設定在 77GHz 頻率。77GHz 頻率的信號波長很小，可有效地縮減電路元件跟天線的尺寸，易於裝置於汽車上。

圖 1-1(a)和圖 1-1(b)分別是先後提出的 77GHz 汽車防撞雷達的射頻前端系統方塊圖。因為雷達必需要偵到三個方向來的訊號，所以在射頻前端有三個天線。圖 1-1(a)的接收端只有一個次諧波混頻器，所以使用一個單刀三擲開關(single-pole triple-throw, SP3T)來選擇從天線收進來的某方向訊號，經過低雜訊放大器後再送到次諧波混頻器降頻。圖 1-1(b)使用了三個混頻器，所以需要有三個本地震盪訊號源。因此，利用 38.5GHz 三路功率分配器將一個訊號源分成三個，送到三個混頻器做為震盪源。本文第二章將使用蕭基二極體來製作圖 1-1(a)中的單刀三擲開關。第三章敘述圖 1-1(b)中的三路功率分配器的原理和其實作結果。

77GHz 防撞雷達前端系統採用氧化鋁( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )基板做為承載晶片基板，並且使用共平面波導(coplanar waveguide, CPW)的結構，如此一來就能夠把 MMIC 晶片(monolithic microwave integrated circuit)和 MIC 電路(Microwave Integrated Circuit)整合在一塊基板上。共平面波導具有下列優點：容易並聯或串聯電路元件、不需要穿孔(via hole)、接地容易，還可以減少幅射耗損。所有的電路元件都在同一平面上，因此有利於系統整合。



(a)



(b)


圖 1-1 77GHz 射頻前端系統方塊圖

## 第二章 開關

### 2.1 簡介

開關在許多系統上均有廣泛的應用，它是一種半導體控制電路，用來控制能量的流向。舉例來說，如果傳送訊號和接收訊號共用一個天線，就需要一個開關來區別傳送訊號和接收訊號。又如汽車防撞雷有三根天線，所以需要單刀三擲開關(single-pole triple-throw, SP3T)以切換不同方向進來的訊號。開關的設計通常使用的半導體元件，一是二極體，一是電晶體。討論開關的特性時，著重於其頻寬、切換速度、功率承載力、隔離度(isolation)和低工作電壓等。在此設計開關選用二極體，有較低的介入損失(insertion loss)、較高的隔離度以及高功率承載能力。

### 2.2 開關設計原理



應用於微波系統的開關有數種類型，圖 2-1 是三種基本類型：單刀單擲開關(single-pole single-throw, SPST)、單刀雙擲開關(single-pole double-throw, SPDT)和單刀三擲開關。開關進一步可分成反射型開關和非反射型開關。開關一次只能接通一個輸出埠，其它的輸出埠則是未接通(not connected)的情形。反射型開關的未連結輸出埠為開路(open)，所以任何出現在該輸出埠能量都會被反彈回到輸入端。在很多應用上，反射型的開關並不合適，因為反射的能量在元件間會形成嚴重的駐波。非反射型開關則是會將這些出現在未連結輸出埠的訊號吸收掉。因此，在每一個輸出埠要加入更多的元件和 50 歐姆的電阻。和非反射型開關相比，反射型開關的介入損失比較小。圖 2-2 是單刀單擲開關架構的反射型開關和非反射型開關。在此，我們選用反射型開關。

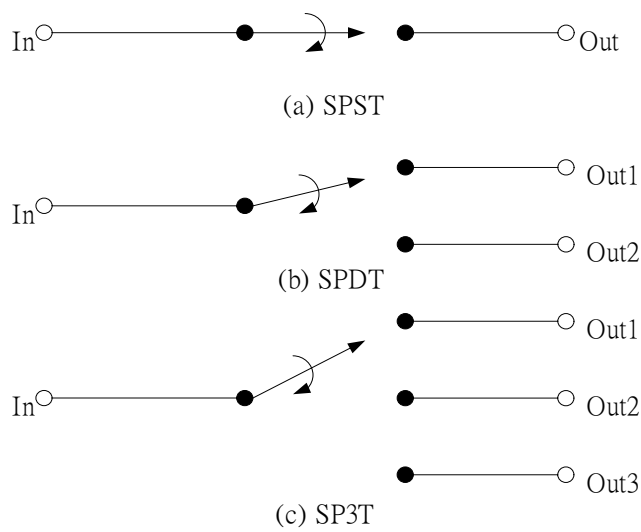


圖 2-1 開關結構圖

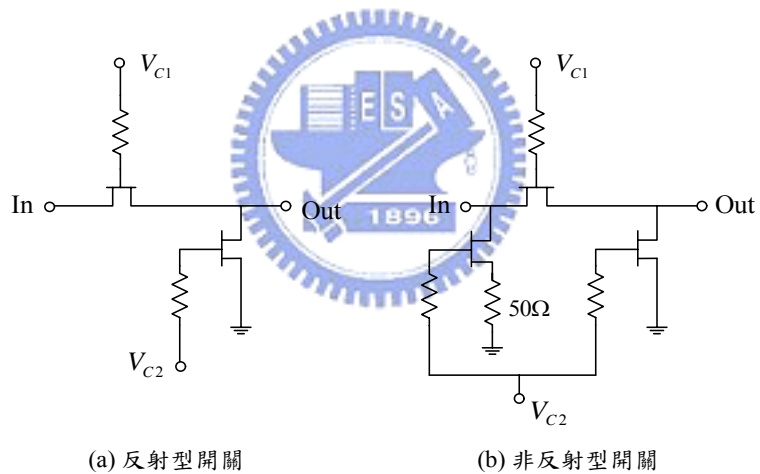


圖 2-2 二種開關類型

設計開關時，可使用三種基本的結構來控制能量流至各輸出埠，包含了串聯式、並聯式和串-並式。圖 2-3 就是分別以三種不同結構組成的單刀雙擲開關。並聯式結構需要一段四分之一波長的傳輸線，頻寬會因此受到限制。

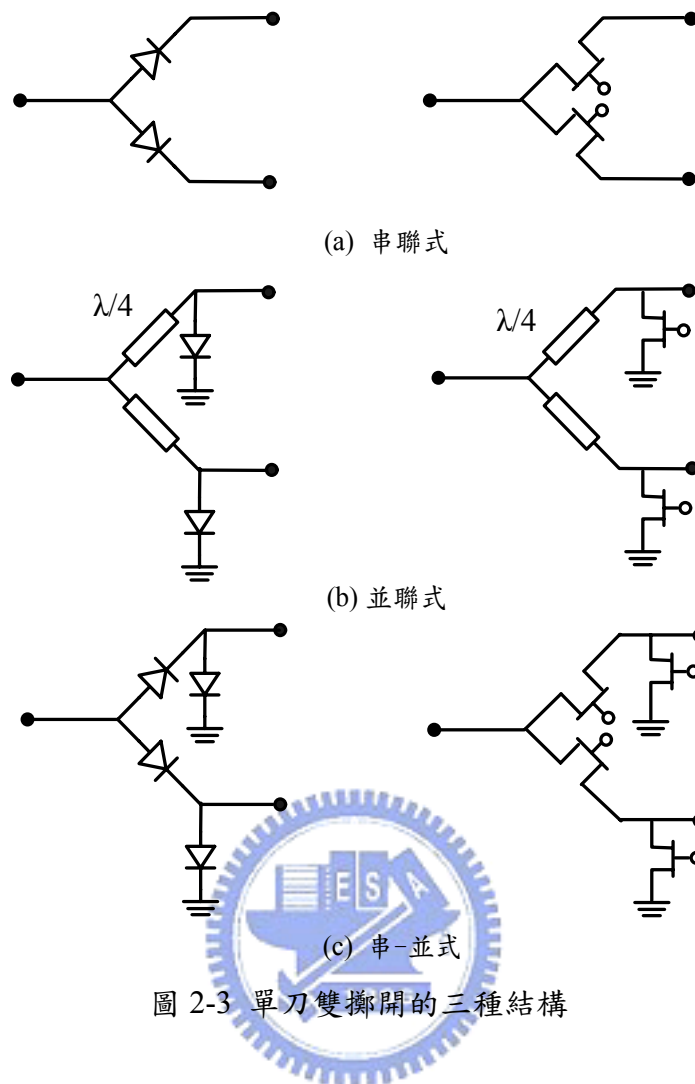


圖 2-3 單刀雙擲開的三種結構

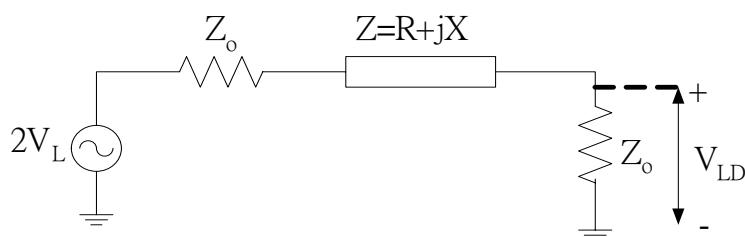
在此，定義介入損失(insertion loss)和隔離度(isolation)，使用介入損失和隔離度來判別開關的良劣。

介入損失：開關接通時(ON)，理想開關傳送到負載端的功率，比上實際開關傳送到負載的功率。通常，以 dB 來表示介入損失。

隔離度：理想開關接通時(ON)傳送到負載端上的功率，比上實際開關未接通時(OFF)傳送到負載端的功率。同樣，也是以 dB 來表示隔離度。

開關接通時，訊號可以通過，介入損失就是訊號通過時量測到的損耗。開關未接通時，訊號無法通過，隔離度就開關隔離訊號的能力。基於以上的開關介紹和介入損失、隔離度的定義，可以推導介入損失和隔離度的公式。為了方便起見，以單刀單擲開關為例。

(a) 串聯式結構



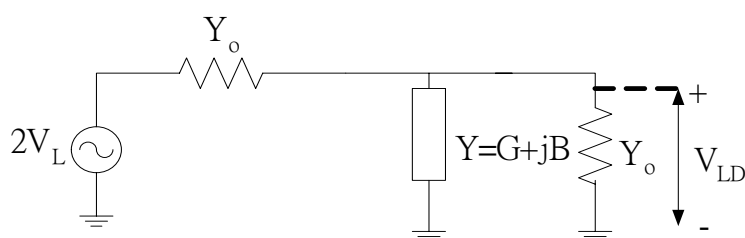
$$P_{ideal} = \frac{V_{LD}^2}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} \left( 2V_L \times \frac{Z_0}{Z_0 + Z_0} \right)^2 = \frac{V_L^2}{Z_0}$$

$$P_{actual} = \frac{V_{LD}^2}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} \left( 2V_L \times \frac{Z_0}{Z_0 + Z + Z_0} \right)^2 = \frac{1}{Z_0} \left( 2V_L \times \frac{Z_0}{(2Z_0 + Z)} \right)^2$$

$$ISO_{series} = IL_{series} = \left| \frac{P_{ideal}}{P_{actual}} \right| = \left| \frac{(V_L)^2}{\left( \frac{2V_L \times Z_0}{(2Z_0 + Z)} \right)^2} \right| = \left| \frac{2Z_0 + Z}{2Z_0} \right|^2 = \left| 1 + \frac{(R + jX)}{2Z_0} \right|^2$$

$$= \left( 1 + \frac{R}{2Z_0} + \frac{jX}{2Z_0} \right) \left( 1 + \frac{R}{2Z_0} - \frac{jX}{2Z_0} \right) = 1 + \frac{R}{Z_0} + \frac{1}{4} \left( \frac{R}{Z_0} \right)^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{X}{Z_0} \right)^2 \quad (2.1)$$

(b) 並聯式結構

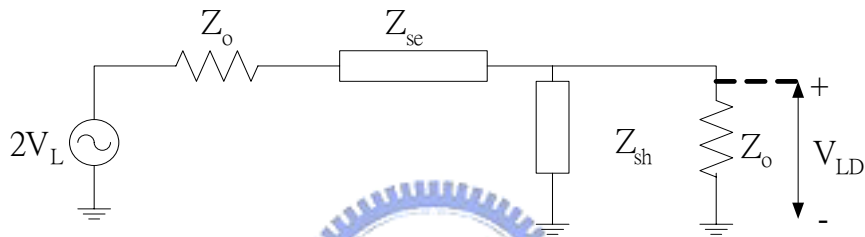


$$P_{ideal} = Y_0 \times V_{LD}^2 = Y_0 \left( 2V_L \times \frac{Y_0}{Y_0 + Y_0} \right)^2 = \frac{V_L^2}{Z_0}$$

$$P_{actual} = Y_0 \cdot V_{LD}^2 = Y_0 \left( \frac{\frac{1}{Y + Y_0}}{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y + Y_0}} \cdot 2V_L \right)^2 = Y_0 \left( \frac{Y_0 \times 2V_L}{2Y_0 + Y} \right)^2$$

$$\begin{aligned}
ISO_{series} = IL_{series} &= \left| \frac{P_{ideal}}{P_{actual}} \right| = \left| \frac{(V_L)^2}{\left( \frac{Y_0 \times 2V_L}{(2Y_0 + Y)} \right)^2} \right| = \left| \frac{2Y_0 + Y}{2Y_0} \right|^2 = \left| 1 + \frac{(G + jB)}{2Y_0} \right|^2 \\
&= \left( 1 + \frac{G}{2Y_0} + \frac{jB}{2Y_0} \right) \left( 1 + \frac{G}{2Y_0} - \frac{jB}{2Y_0} \right) = 1 + \frac{G}{Y_0} + \frac{1}{4} \left( \frac{G}{Y_0} \right)^2 + \frac{1}{4} \left( \frac{B}{Y_0} \right)^2 \quad (2.2)
\end{aligned}$$

(c) 串-並式結構



$$P_{ideal} = \frac{V_{LD}^2}{Z_0} = \frac{1}{Z_0} \left( 2V_L \times \frac{Z_0}{Z_0 + Z_0} \right)^2 = \frac{V_L^2}{Z_0}$$

$$P_{actual} = \frac{V_{LD}^2}{Z_o} = \frac{1}{Z_o} \left( \frac{Z_{sh} \parallel Z_o}{Z_o + Z_{se} + Z_{sh} \parallel Z_o} \cdot 2V_L \right)^2$$

$$ISO_{series} = IL_{series} = \left| \frac{P_{ideal}}{P_{actual}} \right| = \left| \frac{(V_L)^2}{\left( \frac{Z_{sh} \parallel Z_o}{Z_o + Z_{se} + Z_{sh} \parallel Z_o} \cdot 2V_L \right)^2} \right| = \left| \frac{Z_o + Z_{se} + Z_{sh} \parallel Z_o}{2(Z_{sh} \parallel Z_o)} \right|^2$$

$$= \left| \frac{Z_o + Z_{se} + \frac{Z_{sh} Z_o}{Z_{sh} + Z_o}}{\frac{2Z_{sh} Z_o}{Z_{sh} + Z_o}} \right|^2 = \left| \frac{(Z_{sh} + Z_o)(Z_o + Z_{se}) + Z_{sh} Z_o}{2Z_{sh} Z_o} \right|^2$$

$$= \left| \frac{1}{2} + \frac{(Z_{sh} + Z_o)(Z_o + Z_{se})}{2Z_{sh} Z_o} \right|^2 \quad (2.3)$$



以上為三種不同開關結構的介入損失和隔離度的公式推導。因為使用  $Z$  來代表二極體的阻抗，所以介入損失和絕離度共用一個公式。但是在開關連接和不連接二種狀態下，二極體因偏壓不同，其阻抗  $Z$  值也不同。就串聯式結構來說，若是要開關接通，就給二極體一個順向偏壓，此時二極體阻抗很低。在理想情形下， $Z$  值趨近零，串聯式開關介入損失為 1，即 0dB。反之，如果給串聯式開關的二極體一逆向偏壓，則開關不接通，二極體阻抗  $Z$  變得相當高。根據同一個方程式 2.1 算出來的理想隔離度為無限大，因為  $Z$  值很高。

對並聯結構而言，開關接通時，二極體理想的導納值應為零。根據方程式 2.2， $Y$  為零可得介入損失為 1。開關不接通時，二極體導納為無限大。設方程式 2.2 的  $Y$  值為無限大，可求出隔離度為無限大。

串-並式開關是串聯式開關和並聯式開關的組合。當開關接通時，串聯臂二極體的阻抗  $Z_{se}$  為低阻抗，並聯臂二極體阻抗  $Z_{sh}$  為高阻抗。若設定  $Z_{se}$  趨近於零， $Z_{sh}$  趨近無限大，由方程式 2.3 可以推出介入損失亦為 1。反之，當開關不接通時， $Z_{se}$  為無限大， $Z_{sh}$  趨近零，隔離度為無限大。

### 2.3 電路設計

開關接通與否，全由二極體的阻抗高低所決定。故在設計開關之前，要先量測二極體在順向偏壓和逆向偏壓時的阻抗。在此選用鉍化鎵(GaAs)蕭基二極體做為控制元件，因為不易找到具有高截止頻率的商用 PIN 型二極體。本文使用的二極體為 M/ACOM MA4E2037，其接面電容值約為 0.02pF，串聯電阻值約 4-7 歐姆。雖然蕭基二極體功率承載力較差，但是已經足夠應用於防撞雷達系統。圖 2-4 為二極體在順向偏壓和逆向偏壓時，分別量測到的阻抗。

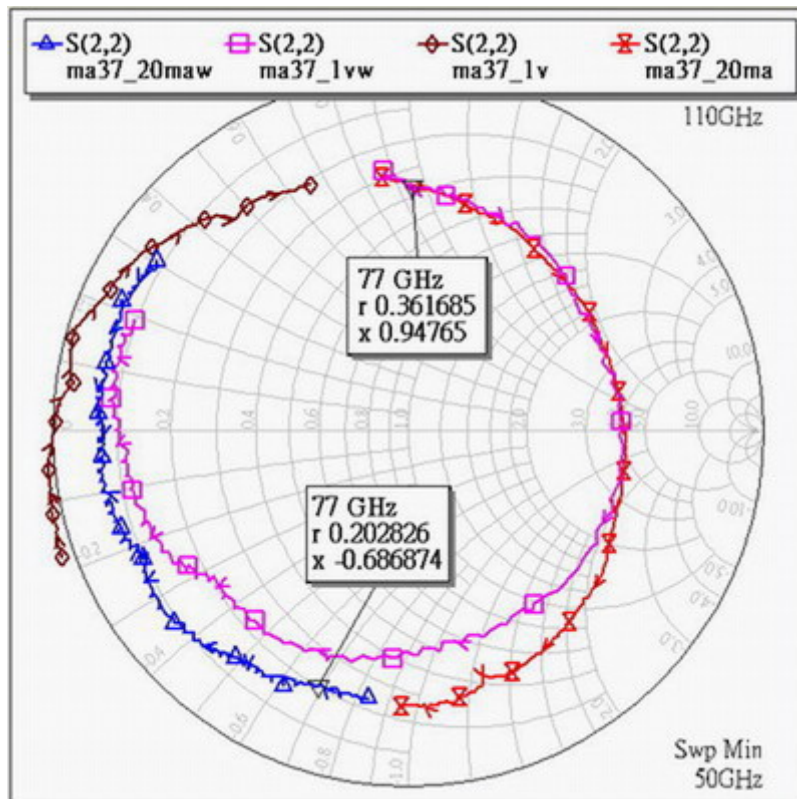


圖 2-4 順向偏壓和逆向偏壓下，量測到的二極體阻抗

順向偏壓的定義為流過二極體電流為 20mA；逆向偏壓的定義為加在二極體的負電壓為 1V。圖 2-4 的量測頻率從 50GHz 到 110GHz。因為量測誤差之故，在 V-band 和 W-band 之間量到的阻抗值不連續，這是無可避免的。77GHz 時，順向偏壓時正規化的阻抗值為  $(0.2-0.69j) \Omega$ ；逆向偏壓時的正規化阻抗為  $(0.36+0.95j) \Omega$ 。將二個阻抗值代入方程式 2.1 和 2.2 計算。串聯結構的介入損失為 1.24dB，隔離度為 2.09dB；並聯結構的介入損失為 2.02dB，隔離度為 2.75dB。不論是串聯結構或是並聯結構的介入損失均在可接受的範圍內；但是隔離度都不好。這是因為當開關不接通時，二極體在逆向偏壓時阻抗值不夠高的緣故。因此，二極體無法直接用於串聯或並聯結構。需要加上一電路，使得開關不接通時，有高阻抗值；接通時，有低阻抗值。

首先，在二極體之前加上一個匹配電路，希望從這個匹配電路看入的順向偏壓阻抗值和逆向偏壓阻抗值在史密斯圖(Smith chart)上相差  $180^\circ$ 。匹配電路是由

傳輸線和一個並聯開路殘段(shunt open stub)組成。傳輸線的特性阻抗由線寬 3mil 和隔間寬 1.4mil 的 CPW 結構組成。圖 2-5(a) 為理想無損耗傳輸線組成的匹配電路；圖 2-5(b) 是用模擬軟體 HFSS 模擬的匹配電路。將 HFSS 模擬匹配電路結果和量測到的二極體相接，可得順向偏壓和逆向偏壓的輸入阻抗相差約  $180^\circ$ ，見圖 2-6。接著，在這個匹配電路前再加上一段傳輸線，把二個阻抗值盡量轉到史密斯圖的實軸上，如此一來匹配電路才算完成。圖 2-7 為最終順向偏壓和逆向偏壓的阻抗值。開關接通時，阻抗值低，約為  $0.13\Omega$ ；不接通時，阻抗較高約為  $3.2\Omega$ 。用方程式 2.1 算出來的介入損失為  $0.55\text{dB}$ ；絕離度約為  $8.32\text{dB}$ 。

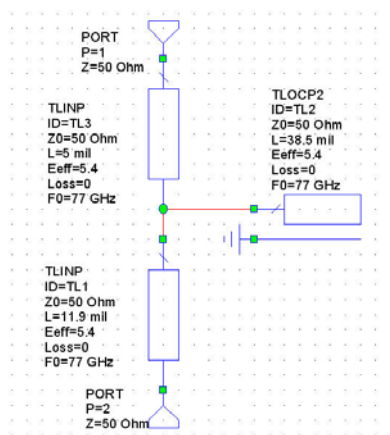


圖 2-5 (a) 理想的匹配電路

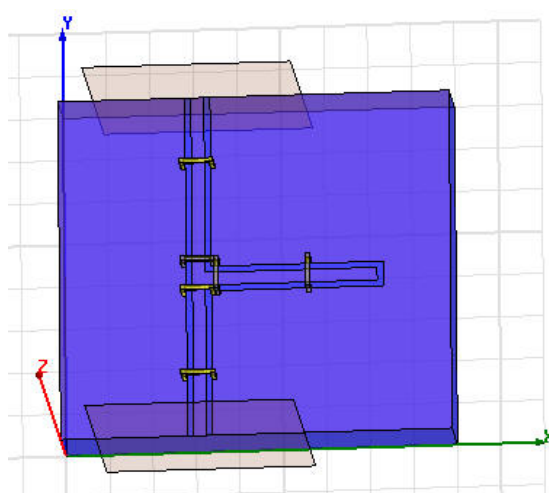


圖 2-5 (a) 使用 HFSS 模擬的匹配電路

圖 2-5 模擬的匹配電路圖

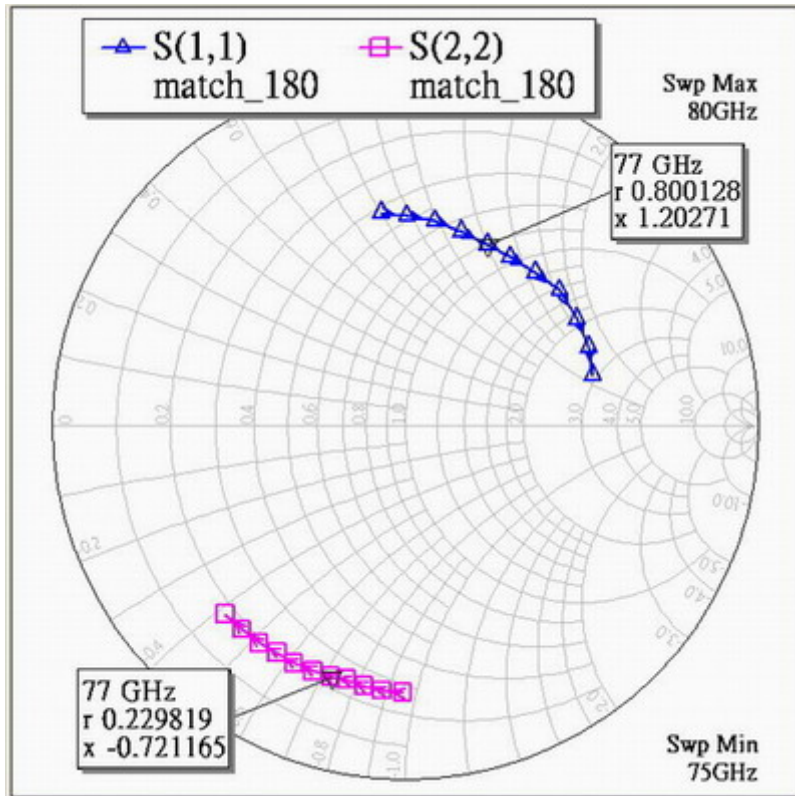


圖 2-6 相差  $180^{\circ}$  的二種阻抗值

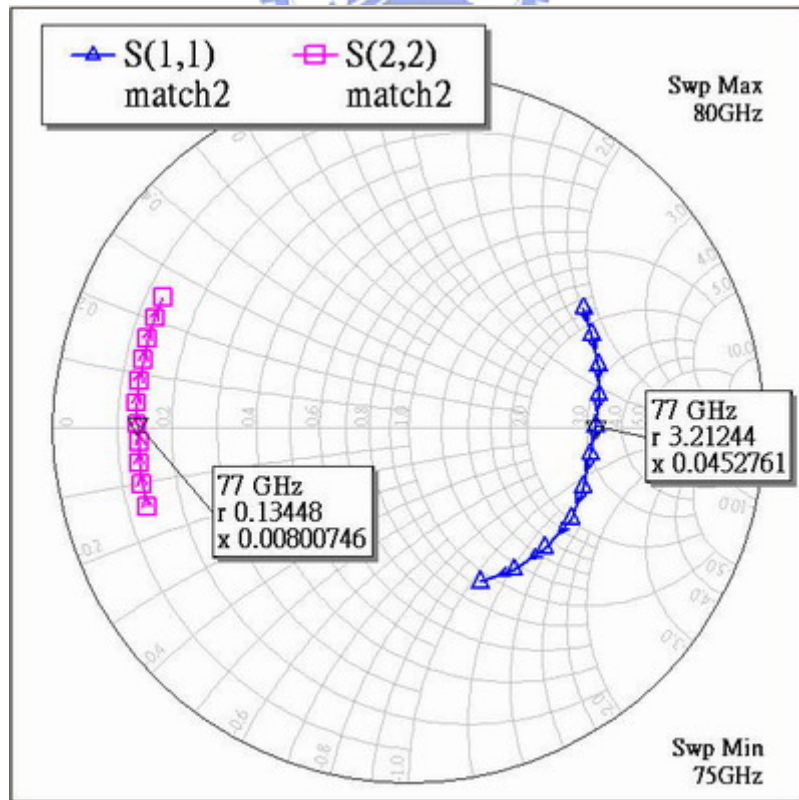


圖 2-7 最終的阻抗值

完成匹配電路之後，就可以用它來組合成單刀三擲開關。在組合成單刀三擲開關之前，還要考慮從輸入端和三個輸出端有個十字接面(cross junction)效應。圖 2-8 是使用 HFSS 模擬接面效應的電路。此外，因為開路端(open end)邊緣電場的緣故，並聯開路殘段(shunt open stub)會有很小的電容效應，以及鏢線(bonding wire)的寄生效應均會有所影響。圖 2-9 是單刀三擲開關最終的模擬電路圖。圖 2-10 則是其介入損失和隔離度模擬結果

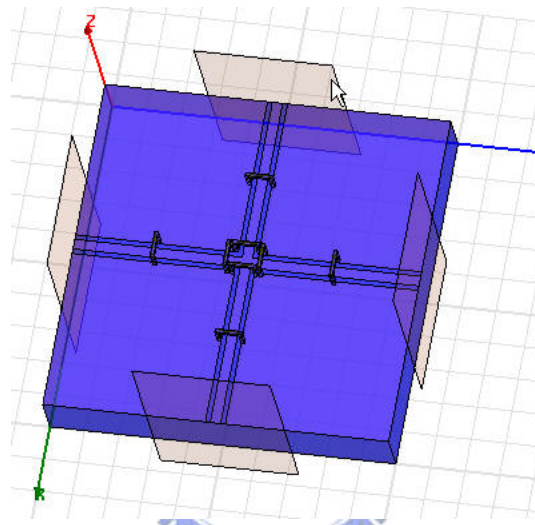


圖 2-8 十字接面的 HFSS 模擬

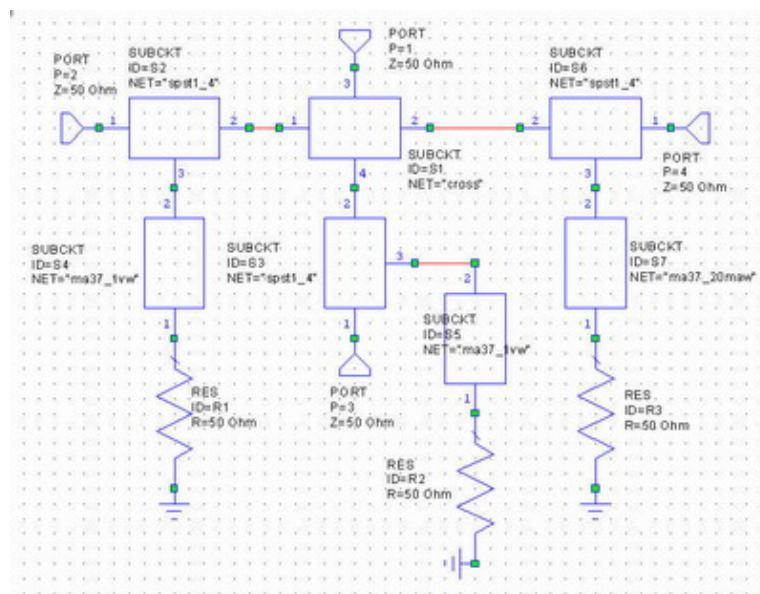


圖 2-9 單刀三擲開關模擬電路圖

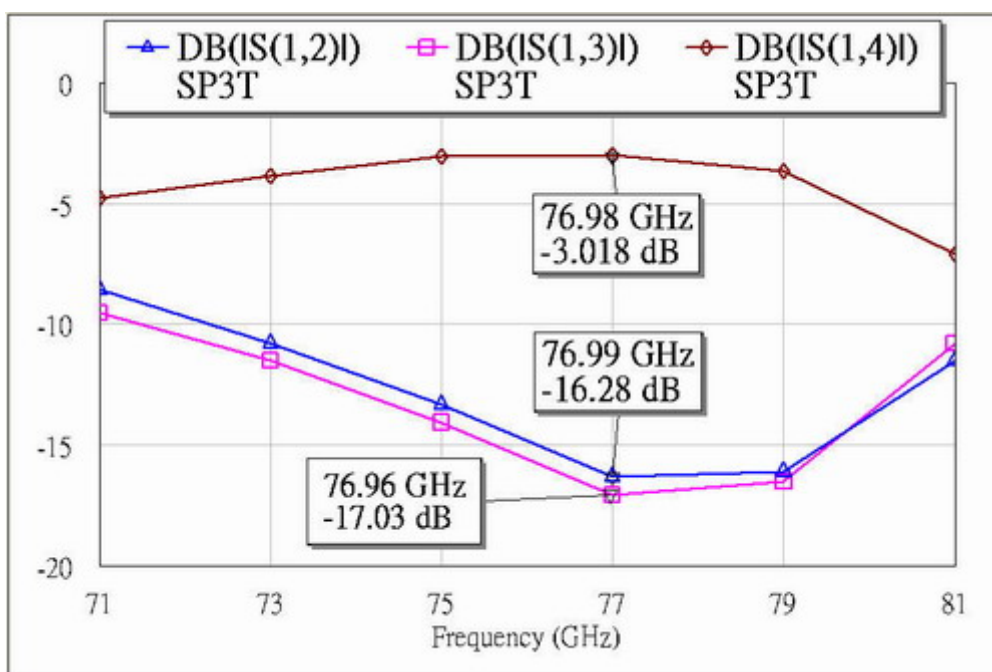


圖 2-10 單刀三擲開關的模擬結果



## 2.4 電路製作與量測

單刀三擲開關製作在介電常數 9.8，厚 15mil 三氧化二鋁 ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) 的基板上。使用共平面波導技術有利於製作並聯式的開關，因為二極體可直接連結到地 (ground)，不需要額外的穿孔 (via hole)。而且在 77GHz 時，氧化鋁基板上的共平面波導有很好的導波效果。

直流偏壓要加到二極體之前，先通過由二條長鏢線和一 MIM (metal-insulator-metal) 電容組成的低通濾波器。此外，一條長的鏢線在射頻時有高電抗，提供直流電回流接地的機制。在此使用探針台 (probe station) 和安捷倫 (Agilent) 8510 網路分析儀量測所有的電路。

首先，製作一個匹配電路結合二極體的電路。在二極體在順向偏壓和逆向偏壓時，分別去量整個電路的輸入阻抗值。圖 2-11 為實體電路圖，而圖 2-12 為量測結果；量到二個阻抗值大約相差  $180^\circ$ 。

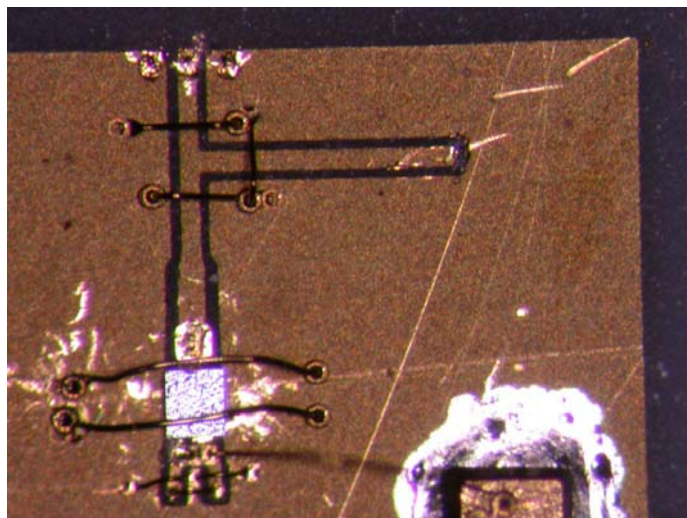


圖 2-11 匹配電路接上二極體的實體電路圖

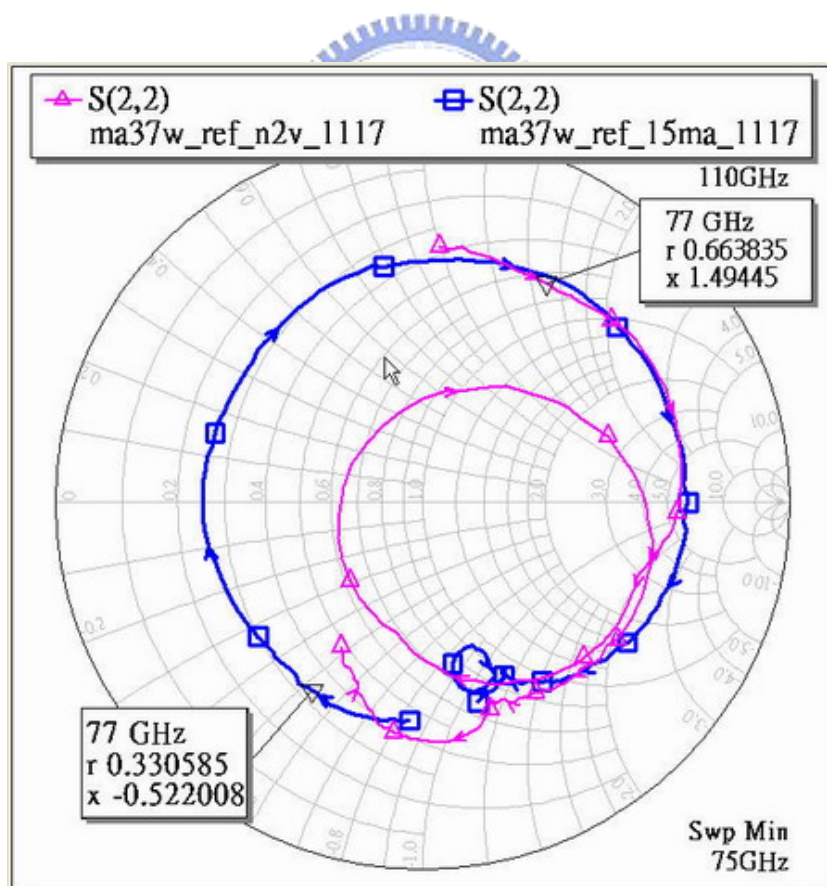


圖 2-12 在二極體順向偏壓及逆向偏壓時量到的電路輸入阻抗值

圖 2-13 是單刀三擲開關的實體電路圖，電路尺寸大小約為 156milx220mil。基於量測上的考量，需要一個 50 歐姆的薄膜電阻將單刀三擲開關的下方輸出終止(terminated)。圖 2-14 為單刀三擲開關的介入損失和隔離度量測結果；圖 2-15 則是回授損失(return loss)量測資料。

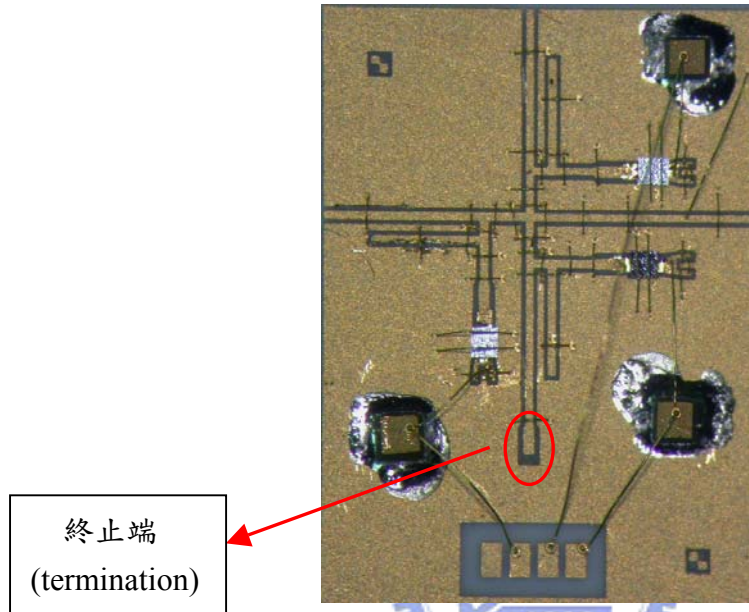


圖 2-13 並聯結構的單刀三擲開關

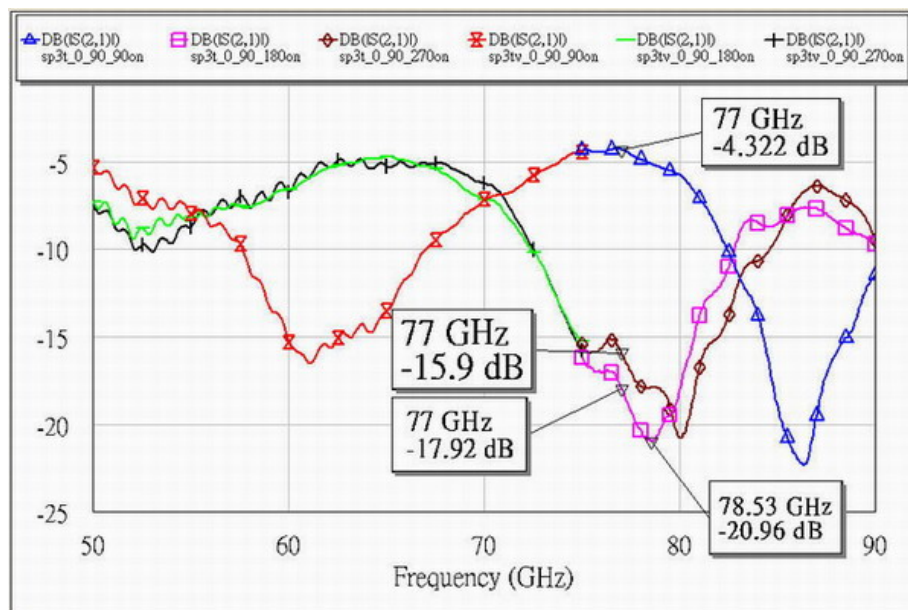


圖 2-14 單刀三擲開關介入損失及隔離度量測結果



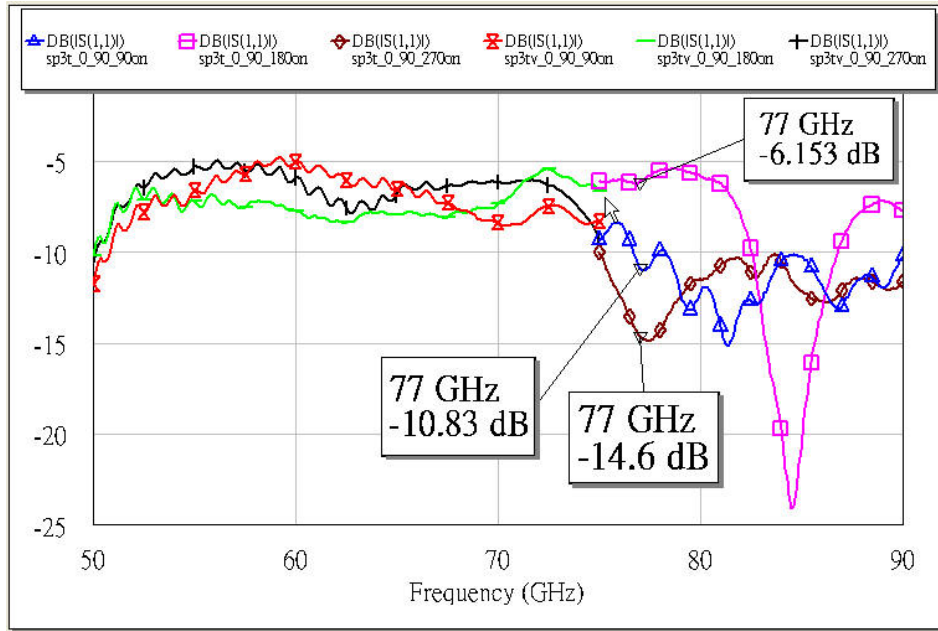


圖 2-15 單刀三擲開關回授損失量測結果

單刀三擲開關量測結果為，在 77GHz 時介入損失為-4.3dB，隔離度為-16dB 至-18dB 之間。和模擬結果相較之下，隔離度的量測結果向高頻偏移，最佳隔離度約落在 78.5GHz 至 80GHz 之間。表 2-1 列出由公式計算、模擬以及量測所得的介入損失和隔離度結果。單刀三擲開關不論何時總有一路是接通的，有二路是不接通；不管是哪一路是接通，回返損失應該要相同。但是，量測到最佳的回返損失約-14dB，最差為-6dB。

表 2-1 介入損失和隔離度比較

	介入損失(dB)	隔離度(dB)
公式計算	0.55	8.32
電路模擬	-3.018	-16.28
量測數據	-4.322	-15.9

## 第三章 功率分配器

### 3.1 簡介

功率分配器在現代微波積體電路為一種不可缺的電路元件，用以分配功率或集合功率。早期，利用導波管(waveguide)做成的功率分配器有很多種類型。隨著平面傳輸線發明，如微帶線(microstrip)和帶狀線(stripline)，以及微波積體電路技術(Microwave Integrated Circuit, MIC)在通訊系統、雷達系統方面的應用快速成長，發展出新型平面功率分配器，像是威金森功分配器(Wilkinson divider)。

平面式多路(planar N-way)功率分配器可應用於許多被動和主動微波網路。像是固態元件為低功率元件，而且在許多應用上，所需的射頻訊號功率遠大於任一個固態元件所以能產生的功率。此時就要一個多路功率分配器來集合多個固態放大器產生的功率，以達到所需的總功率。而本文所提到防撞雷達需要三個震盪源，利用一個三路功率分配器將一個震盪源一分為三。

圖 3-1 為一個有  $N$  個輸出的  $p$  階功率分配器電路圖。圖 3-2 則是三個相異幾何結構的隔離電阻網路(isolation-resistor network)，分別對應至(a)是威金森分配器，(b)是放射型(radial)分配器，(c)是分叉型(fork)分配器。威金森功率分配的優點為低損失、回返損失小以及輸出端之間隔離度(isolation)佳。其最大的缺點是，當輸出埠數目大於 2 時( $N > 2$ )，輸出埠之間的隔離電阻(isolation resistor)必需要浮接在同一點。這使得威金森分配器為非平面電路，不能用於微波積體電路。

放射型和分叉型分配器長得很像威金森分配器，只是隔離電阻的幾何架構不同。放射型分配器和威金森分配器一樣，當  $N > 2$  時，為一個立體的電路。分叉型分配器的最大優點是它是完全的平面電路。它最大的缺點是，為了得到最好的匹配和最大的隔離度，電路要為  $(N-1)$  階，需要  $(N-1) \times N$  條四分之一波長傳輸線和  $(N-1) \times (N-1)$  個電阻。當  $N$  很大時，電路體積會變得很大。

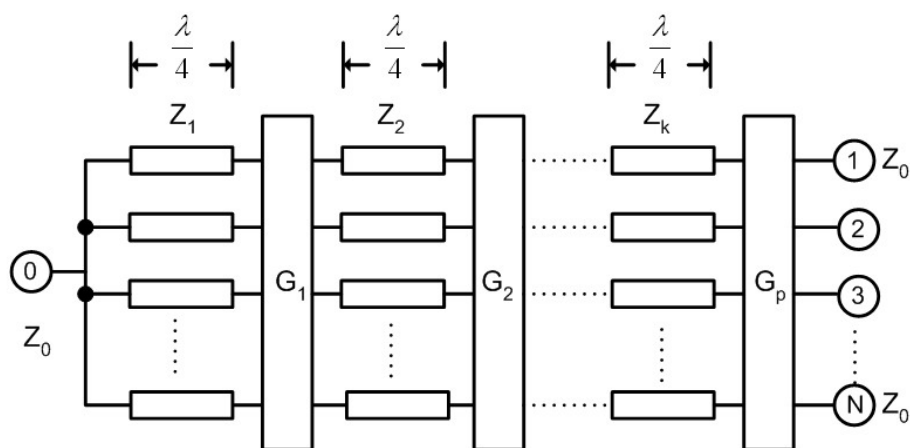


圖 3-1 多路功率分配器電路圖

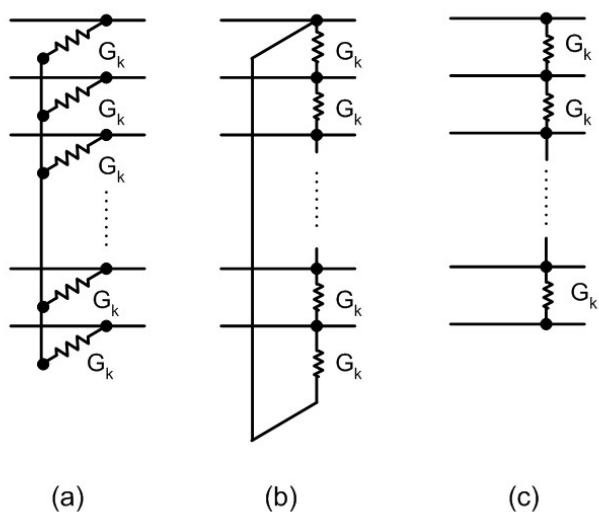


圖 3-2 三種隔離電阻網路(a)威金森(b)放射型(c)分叉型

### 3.2 電路分析

為了簡化電路分析，假設圖 3-1 中任一階上的  $N$  條傳輸線特性都相同，而且彼此之間沒有耦合(uncoupled)。令每一階的  $N$  個隔離電阻值都相同，為  $G_k$

( $k=1,2,\dots,p$ )。則隔離電阻網路的電導矩陣  $\mathbf{G}_k$  (conductance matrices)，如下所示：

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{M} \quad k=1,2,3,\dots,p \quad (3.1)$$

其中  $\mathbf{M}$  為一個  $N \times N$  的矩陣，只和隔離電阻網路的幾何結構有關，不受  $k$  的影響。

所有電導矩陣 $\mathbf{G}_k$ ，均有相同的特徵向量集 $\mathbf{q}_m$ (a set of eigenvectors)， $m=1,2,3,\dots,N$ 。

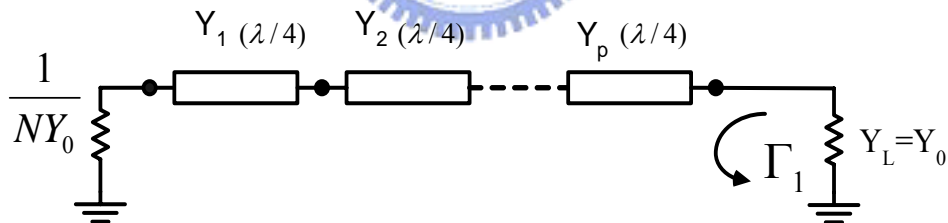
$$\mathbf{M}\mathbf{q}_m = \lambda_m \mathbf{q}_m \quad m=1,2,3,\dots,N \quad (3.2)$$

$\lambda_m$ 是對應的特徵值(eigenvalue)， $\lambda_m$ 為大於零的實數，因為電阻為大於零的實數。

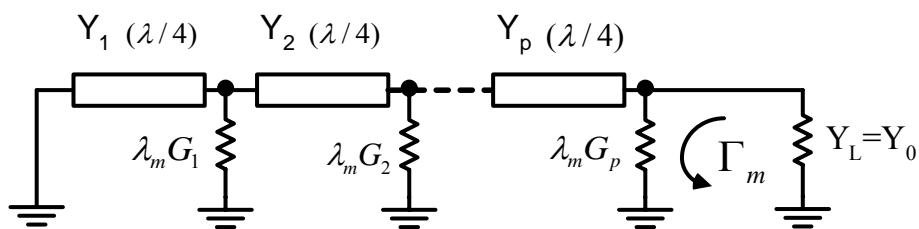
當 $m=1$ 時，特徵向量為 $\mathbf{q}_1$ 為，

$$\mathbf{q}_1 = N^{-1/2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

圖 3-1 的電路一共有 $N$ 個模態，可用 $N$ 個等效電路表示之。模態 $m$ 的認定為，當任一階(stage)上的 $N$ 條傳輸線的電壓向量 $\mathbf{V}_{k,m}$ 跟電流向量 $\mathbf{I}_{k,m}$ 正比於 $\mathbf{q}_m$ ，此時為第 $m$ 個模態。當電路為 $m=1$ 的共模態(common mode)時，可用一個無損耗(lossless)二埠網路代表。另外用 $N-1$ 個有損耗的一埠網路，分別對應到其它的 $m=2,3,\dots,N$ 模態。圖 3-3 為功率分配器 $N$ 個模態的等效電路；3-3(a)是共模模態，3-3(b)是其餘模態。



(a) 共模態的( $m=1$ )的等效電路



$m=2,3,4,\dots,N$

(b) 其餘模態的等效電路

圖 3-3 功率分配器的  $N$  個模態的等效電路

因為 $\mathbf{q}_m$ 是每個電導矩陣的特徵向量，所以如果有一個正比於 $\mathbf{q}_m$ 的電壓向量加到隔離電阻網路上，則相對應的電流向量一定也正比於 $\mathbf{q}_m$ 。因此，隔離電阻網路保有N條傳輸的每一個模態。當 $m=1$  共模態時， $\mathbf{q}_1=N^{-1/2}[1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ (T代表矩陣轉置，transpose)，N條傳輸線上的電壓均相同，所以沒有電流流過電阻網路。換句話說，即是 $\mathbf{G}_k$ 或 $\mathbf{M}$ 矩陣乘上一正比於 $\mathbf{q}_1$ 的電壓向量，得到零向量(zero vector)。所以對應於 $\mathbf{q}_1$ 特徵向量的特徵值為零， $\lambda_1=0$ ，也因此圖 3-3(a)沒有電導存在。在第 $m$  ( $m \neq 1$ )個模態時，第 $k$ 階的隔電阻網路以一個並聯到地的電導 $\lambda_m \mathbf{G}_k$ 代表，如圖 3-3(b)所示。

輸入端至 N 條傳輸線的連接點上的電壓都要相同。因為共模態是唯一一個在 N 傳輸線上有等電壓的模態，又因為其他模態和共模態相互正交(orthogonal)，所以共模態是唯一一個被耦合至輸入端的模態。因為輸入端電流被均分到 N 條傳輸線上，所以圖 3-3(a)輸入端的特性導納需要乘上  $1/N$ ，為  $\frac{Y_0}{N}$ 。其他的模態在輸入端連接點上都等效地連接到地，如圖 3-3(b)左半部所示。

接下來要定義反射係數(reflection coefficient)和傳輸係數(transmission coefficient)。

$r_1$ ：圖 3-3(a)的二埠網路輸入端的反射係數，即共模態時的輸入端反射係數。

$t_1$ ：圖 3-3(a)的二埠網路的傳輸係數，將之正規化至埠導納(normalized to port admittances)，使得 $|t_1|^2$ 為功率傳輸係數。

$\Gamma_m$ ：圖 3 輸出端的反射係數， $m=1,2,3,\dots,N$ 。

利用以上係數來計算圖 3-1 的多路功率分配的散射矩陣(scattering matrix)， $\mathbf{S}$ 。以下列方式表示  $\mathbf{S}$ ：

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{00} & | & s_{01} & \cdots & s_{0N} \\ \hline s_{01} & & & & \\ \vdots & & & & \\ \vdots & & & & \\ s_{0N} & & & & \end{bmatrix}$$

$\mathbf{S}'$

其中 $S_{00}$ 是輸入埠的反射係數； $S_{0i}$ ， $i=1,2,\dots,N$ ，是輸入埠和 $N$ 個輸出埠之間的正規化(normalized)的傳輸係數。而 $S'_{i,j} = [S_{ij}, i, j=1,2,3,\dots,N]$ 是 $N$ 個輸出埠的對稱 $N \times N$ 散射矩陣。

因為當一個訊號從功率分配器輸入埠輸入， $m=1$ 的共模態是唯一一個會被激發(excited)的模態，所以

$$S_{00} = r_1 \quad (3.3)$$

$$S_{0i} = N^{-1/2} t_1, \quad i=1,2,3,\dots,N \quad (3.4)$$

因為圖 3-3(a)為一個無損耗的網路，所以

$$|r_1|^2 + |t_1|^2 = |S_{00}|^2 + N|S_{0i}|^2 = 1 \quad (3.5)$$

為了計算輸出埠的散射矩陣 $S'$ ，設 $\mathbf{a}_m$ 和 $\mathbf{b}_m$ 各為 $N \times 1$ 的行向量， $\mathbf{b}_m = S' \mathbf{a}_m$ 。 $\mathbf{a}_m$ 和 $\mathbf{b}_m$ 分別代表，在第 $m$ 個模態時，功率分配器輸出埠的入射波振幅(incident)和反射波振幅(reflected)。因此，根據 $\Gamma_m$ 定義， $\mathbf{b}_m = \Gamma_m \mathbf{a}_m$ 。因為 $\mathbf{a}_m$ 和 $\mathbf{b}_m$ 的定義是輸出埠的電壓向量和電流向量的線性組合，所以 $\mathbf{a}_m$ 和 $\mathbf{b}_m$ 均正比於 $\mathbf{q}_m$ 。由此可推得， $\mathbf{q}_m$ 也是散射矩陣 $S'$ 的特徵向量，而 $\Gamma_m$ 為相對應的特徵值。定義一個正交的矩陣 $\mathbf{Q}$ ，

$$\mathbf{Q} \equiv [\mathbf{q}_1 \quad \mathbf{q}_2 \quad \dots \quad \mathbf{q}_N] \quad (3.6)$$

特徵值 $\Gamma_m$ 的對角矩陣 $\Gamma$ 為，

$$\Gamma = \text{diag}(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_N) = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Gamma_N \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

而散射矩陣 $S$ 格式如下：

$$S' = \mathbf{Q} \Gamma \mathbf{Q}^T \quad (3.8)$$

假如 $q_{m,i}$ 是 $\mathbf{q}_m$ 裡的第 $i$ 個元素(entry)，則方程式(3.8)可改寫成如下：

$$S'_{i,j} = S'_{j,i} = \frac{\Gamma_1}{N} + \sum_{m=2}^N q_{m,i} q_{m,j} \Gamma_m \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (3.9)$$

(A) 威金森及放射型功率分配器

就威金森分配器的隔離電阻網路結構來說，其  $\mathbf{M}$  矩陣如下：

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} - \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

放射型分配器的隔離電阻網路的  $\mathbf{M}$  矩陣為，

$$M = \begin{bmatrix} 2 & -1 & & \ddots & & -1 \\ -1 & 2 & -1 & & & 0 \\ & -1 & 2 & & & \ddots \\ \ddots & & & \ddots & & \\ & 0 & & & 2 & -1 \\ -1 & & & & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$\mathbf{M}$  矩陣的特徵向量  $\mathbf{q}_m$  如下：

$$q_{m,i} = \begin{cases} N^{-1/2} & m = 1 \\ (2u_m/N)^{1/2} \cos[2(m-1)(i-1)\pi/N], & m = 2, 3, 4, \dots, [N/2] + 1 \\ (2/N)^{1/2} \sin[2(m-1)(i-1)\pi/N], & m = [N/2] + 2, [N/2] + 3, \dots, N \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\text{其中 } u_m \equiv \begin{cases} 1/2, & N \text{ even}, m = 2, 3, 4, \dots, \frac{N}{2} + 1 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.13)$$

根據方程式(3.2)、(3.10)和(3.12)，可得威金森分配器  $\mathbf{M}$  矩陣的特徵值為，

$$\lambda_m = 1, \quad m = 2, 3, 4, \dots, N \circ \quad (3.14)$$

根據方程式(3.2)、(3.10)和(3.12)，放射型分配器  $\mathbf{M}$  矩陣的特徵值為，

$$\lambda_m = 4 \sin^2((m-1)\pi/N), \quad m = 2, 3, 4, \dots, N \circ \quad (3.15)$$

對於二種分配器， $\lambda_1$ 均為零，如先前所提。

### (B) 分叉型功率分配器

分叉型分配器的隔離電阻網路的  $\mathbf{M}$  矩陣為，

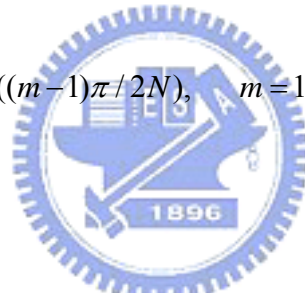
$$M = \begin{bmatrix} 1 & -1 & & \ddots & & \\ -1 & 2 & -1 & & 0 & \\ & -1 & 2 & \ddots & & \ddots \\ \ddots & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & 0 & & \ddots & 2 & -1 \\ & & \ddots & & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$\mathbf{M}$  矩陣的特徵向量  $\mathbf{q}_m$  如下：

$$q_{m,i} = \begin{cases} N^{-1/2}, & m=1 \\ (2/N)^{1/2} \cos[(m-1)(2i-1)\pi/2N], & m=2,3,\dots,N \end{cases} \quad (3.17)$$

相對應的特徵值為，

$$\lambda_m = 4 \sin^2((m-1)\pi/2N), \quad m=1,2,\dots,N \quad (3.18)$$



### 3.3 電路設計

在本文中，目標為設計一個只有一階的( $k=1$ )三路( $N=3$ )功率分配器；採用的分叉型的結構。圖 3-4 為此電路全部的等效電路。

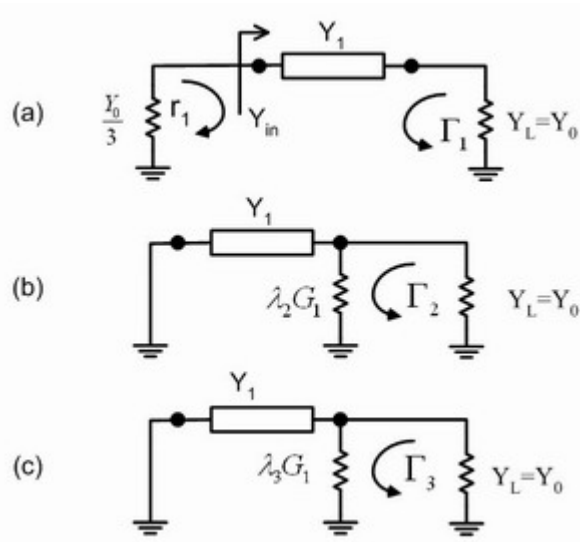


圖 3-4 分叉型三路功率分配器的等效電路



圖 3-4(a)為共模態的等效電路， $r_1$ 值如下，

$$r_1 = \frac{Y_{in} - \frac{Y_0}{3}}{Y_{in} + \frac{Y_0}{3}} = \frac{\frac{Y_1^2}{Y_L} - \frac{Y_0}{3}}{\frac{Y_1^2}{Y_L} + \frac{Y_0}{3}} = \frac{3Y_1^2 - Y_0Y_L}{3Y_1^2 + 3Y_0Y_L} = \frac{3Y_1^2 - Y_0^2}{3Y_1^2 - Y_0^2} \quad (3.19)$$

如果選定 $Y_1 = \frac{Y_0}{\sqrt{3}}$ ，則 $r_1=0$ 。根據方程式(3.3)， $S_{00}=r_1=0$ ，所以輸入端匹配良好

(perfect match)。再由方程式(3.5)算出， $|S_{01}|=|S_{02}|=|S_{03}|=1/\sqrt{3}$ 。決定了 $Y_1$ 的值之

後，就可以算出 $\Gamma_1=0$ 。

由方程式(3.17)和(3.18)求出 **M** 矩陣的特徵向量和特徵值，列在表 3-1。

表 3-1 **M** 矩陣的特徵向量和特徵值

	m=1	m=2	m=3
特徵值 $\lambda_m$	$\lambda_1 = 0$	$\lambda_2 = 1$	$\lambda_3 = 3$
特徵向量 $\mathbf{q}_m$	$\mathbf{q}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$	$\mathbf{q}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\mathbf{q}_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{6}} \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} \end{bmatrix}$

算出了特徵值，就可計算圖 3-4(b)和圖 3-4(c)中的 $\Gamma_2$ 及 $\Gamma_3$ 。

$$\Gamma_2 = \frac{Y_L - \lambda_2 G_1}{Y_L + \lambda_2 G_1} = \frac{Y_0 - G_1}{Y_0 + G_1} = \frac{1 - \frac{G_1}{Y_0}}{1 + \frac{G_1}{Y_0}} = \frac{1 - g_1}{1 + g_1} \quad (3.20)$$

$$\Gamma_3 = \frac{Y_L - \lambda_3 G_1}{Y_L + \lambda_3 G_1} = \frac{Y_0 - 3G_1}{Y_0 + 3G_1} = \frac{1 - \frac{3G_1}{Y_0}}{1 + \frac{3G_1}{Y_0}} = \frac{1 - 3g_1}{1 + 3g_1} \quad (3.21)$$

$g_1 = \frac{G_1}{Y_0}$ ，是將電導 $G_1$ 正規化至導納 $Y_0$ 的結果。最後依方程式(3.9)得輸出埠的散

射矩陣S'，而整個功率分配器的散射矩陣S，如下所示。

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{3}} & -\frac{j}{\sqrt{3}} & -\frac{j}{\sqrt{3}} \\ -\frac{j}{\sqrt{3}} \left[ \frac{(1-g_1)}{2(1+g_1)} + \frac{(1-3g_1)}{6(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{-(1-3g_1)}{3(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{-(1-g_1)}{2(1+g_1)} + \frac{(1-3g_1)}{6(1+3g_1)} \right] \\ -\frac{j}{\sqrt{3}} \left[ \frac{-(1-3g_1)}{3(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{2(1-3g_1)}{3(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{-(1-3g_1)}{3(1+3g_1)} \right] \\ -\frac{j}{\sqrt{3}} \left[ \frac{-(1-g_1)}{2(1+g_1)} + \frac{(1-3g_1)}{6(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{-(1-3g_1)}{3(1+3g_1)} \right] & \left[ \frac{(1-g_1)}{2(1+g_1)} + \frac{(1-3g_1)}{6(1+3g_1)} \right] \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

隔離電阻為 $R_1$ ， $R_1$ 和 $g_1$ 的關係為， $g_1 = \frac{Z_0}{R_1}$ 。從(3.22)看出隔離電阻 $R_1$ 的大小

只會影響輸出端的散射參數，故在圖 3-5 中畫出 $S_{11}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{13}$ 和 $S_{22}$ 對 $R_1$ 的關係圖。

當 $R_1$ 值稍大一點，介於  $110\Omega$  到  $200\Omega$  時， $S_{12}$ 和 $S_{22}$ 表現較佳。反之如果 $R_1$ 值較小，

介於  $20\Omega$  至  $80\Omega$ ， $S_{11}$ 和 $S_{13}$ 有較好的結果。選定 $R_1=86\Omega$ ，此時 $S_{13}=S_{22}=-14.89\text{dB}$ ，

$S_{11}=S_{12}=-20.9\text{dB}$ ，功率分配器輸出端的匹配和隔離度均落在可接受的範圍內。

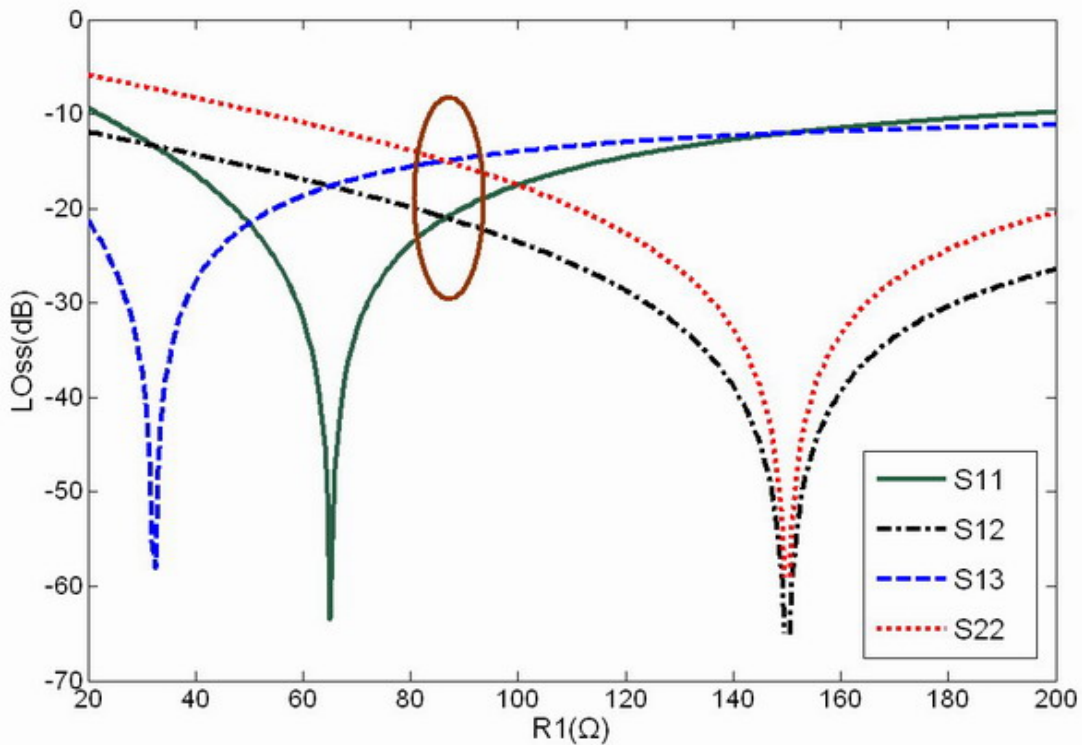
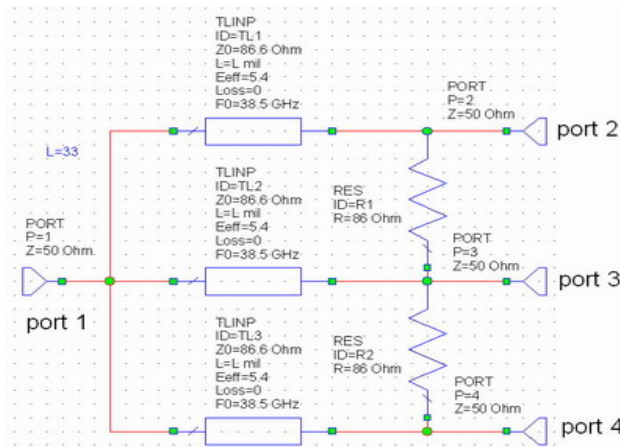


圖 3-5 隔離電阻值和散射參數 S 的關係圖

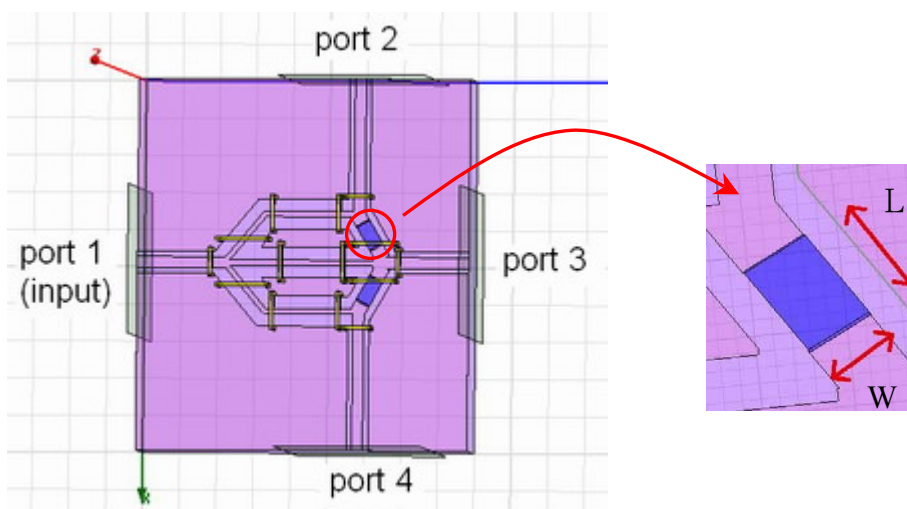
由方程式推得的傳輸線特性導納  $Y_1 = \frac{Y_0}{\sqrt{3}}$ ，故傳輸線的特性阻抗  $Z_1$  為，

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \sqrt{3}Z_0 = 86.6\Omega \quad (3.23)$$

此特性阻抗的傳輸線可由線寬 1.4mil，間隔寬 3.4mil 的 CPW 結構組成。圖 3-6(a) 為用理想傳輸線和集總式電阻(lump resistor)組合而成的分配器電路，圖 3-6(b)則是使用 3D 模擬軟體 HFSS 模擬的電路圖。在 HFSS 裡，使用一長  $L=7\text{mil}$ ，寬  $W=4\text{mil}$  的片電阻(sheet resistor)來模擬薄膜電阻。片電阻的單位面積電阻值為  $50\Omega$ ，故此長方形的片電阻值約為  $(7/4) \times 50 = 87.5\Omega$ 。



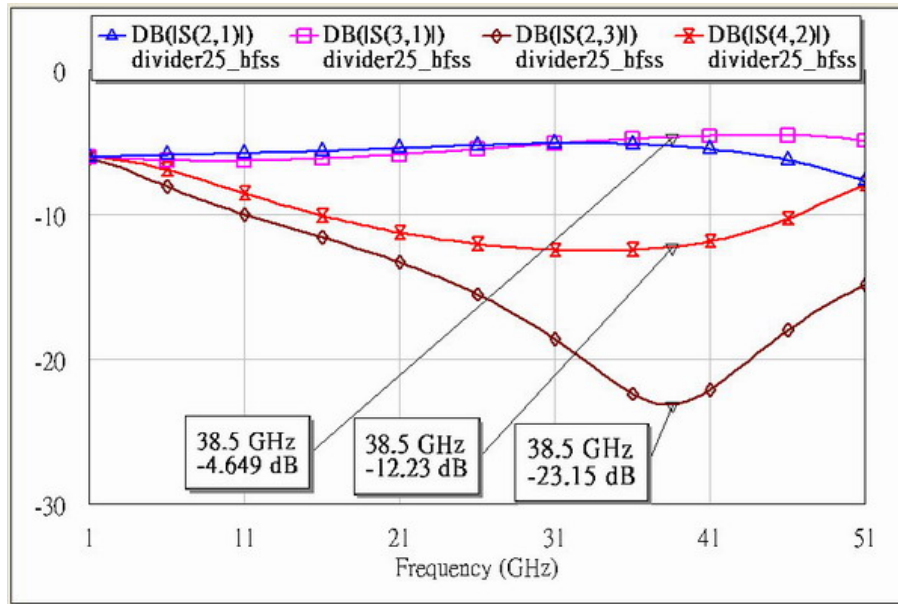
(a) 理想的三路功率分配器電路圖



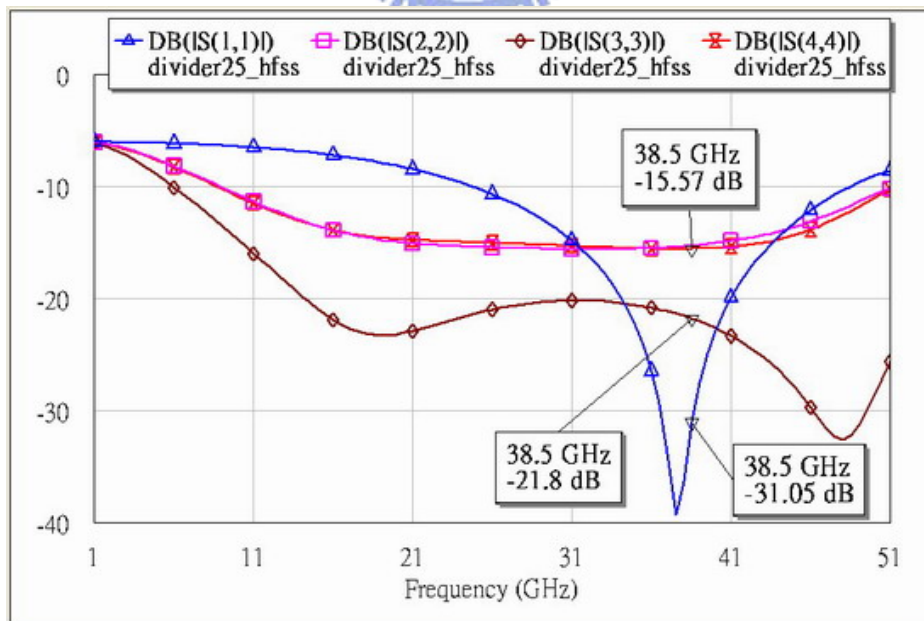
(b) 三路功率分配器的 HFSS 電路圖

圖 3-6 三路功率分配器的電路圖

圖 3-7(a)為三路功率分配器的介入損失(insertion loss)和隔離度的模擬結果。介入損失約介於-4.6dB 至-5.2dB;輸出端的隔離度為-12.23dB 和-23.15dB。圖 3-7(b)為電路的回返損失(return loss)模擬結果。輸入端因為匹配良好,反射較小,回返損失約-31.05dB。輸出埠的回返損失為-15.6dB 和-21.8dB。



(a) 介入損失和隔離度模擬結果



(b) 回返損失的模擬結果

圖 3-7 三路功率分配器 HFSS 模擬結果

### 3.4 電路製作與量測

圖 3-8 是三路功率分配器的實體電路圖，電路尺寸大小為 92milx77.6mil。由於向量網路分析儀一次只能量測二個埠(port)，未量測的其餘二個埠要加上終止端(termination)吸收掉能量。圖 3-9(a)是介入損失和隔離度的量測結果，3-9(b)是回授損失的量測結果。輸出端的第二個埠(port2)和第四個埠(port4)的回授損失太大，大約有-7dB，非常不理想。根據圖 3-5 隔離電阻值和散射參數的關係，決定將薄膜電阻面積改小，以改善第二個埠和第四個埠的回授損失。

將薄膜電阻的長度縮小 1mil，電阻面積為 6milx4mil，故理想的電阻值應為  $(6/4) \times 50 = 75 \Omega$ 。此外，略為增加傳輸線四分之一波長的長度，最終的量測結果於圖 3-10。從圖 3-10(b)的量測結果看來，第二個埠和第四個埠的回授損失獲得了改善，約-19dB 和-34dB。表 3-2 列出由公式計算所得的結果，以及量測結果。

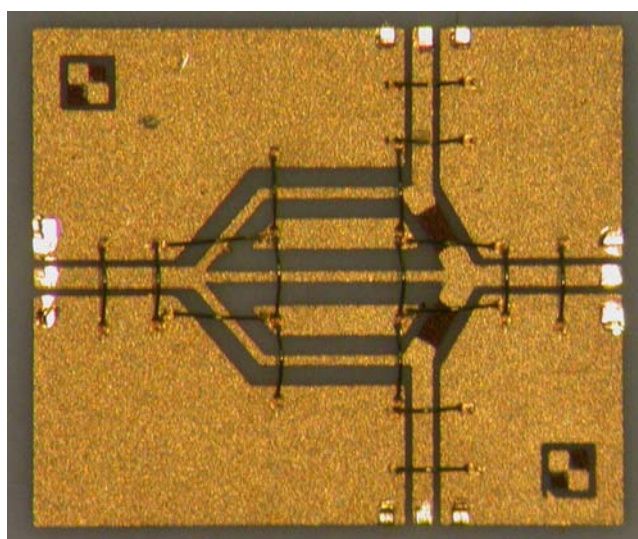
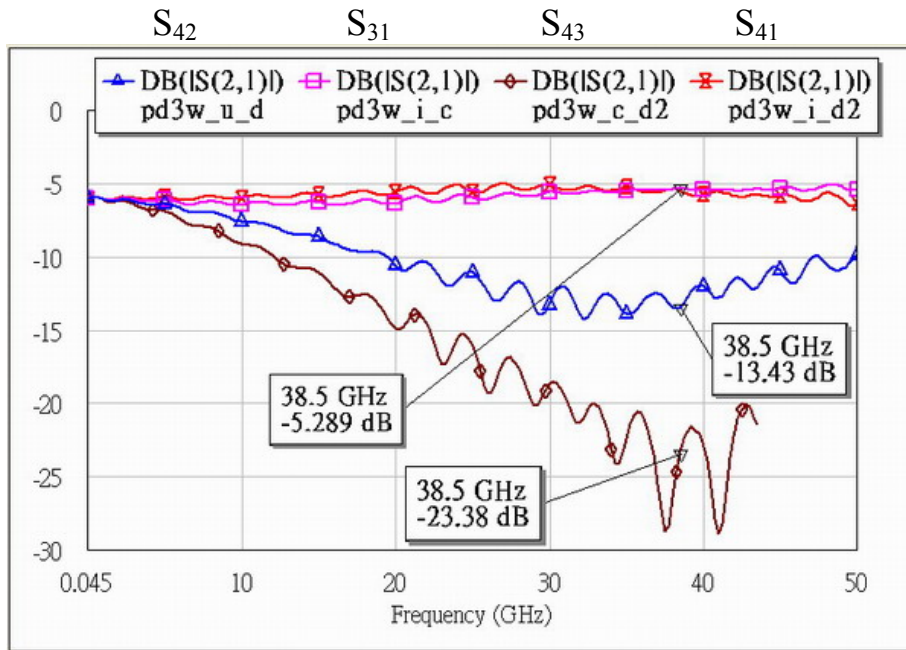
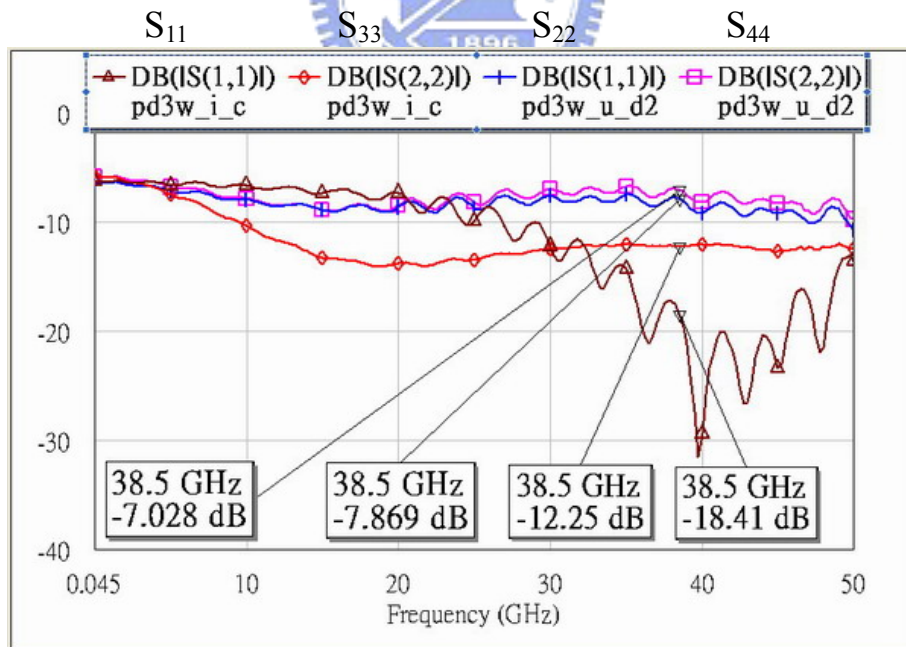


圖 3-8 分叉型三路功率分配器電路實體圖

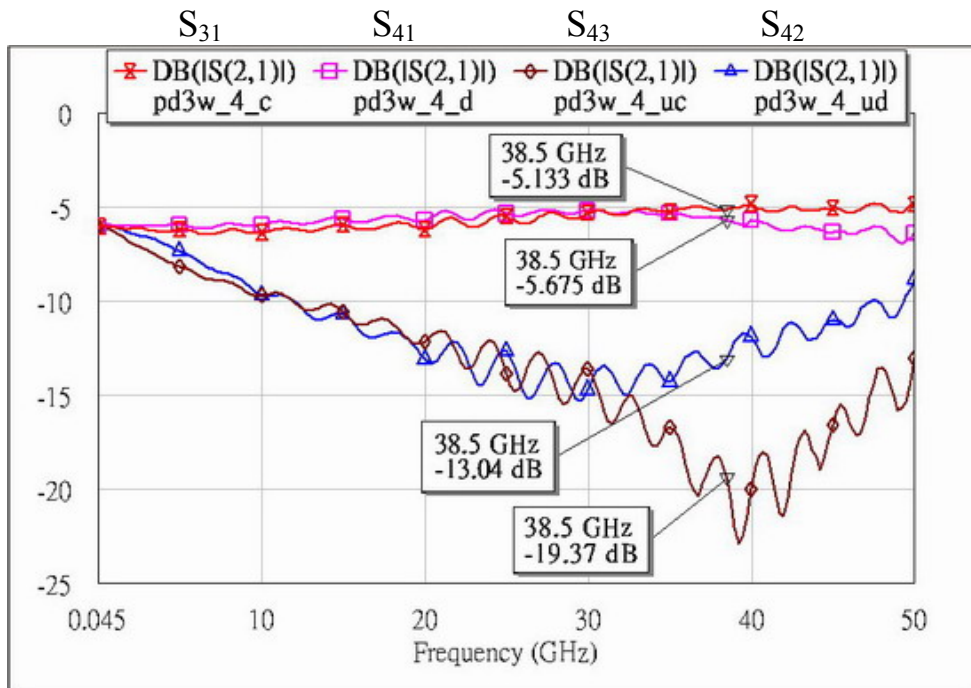


(a) 介入損失和隔離度量測結果

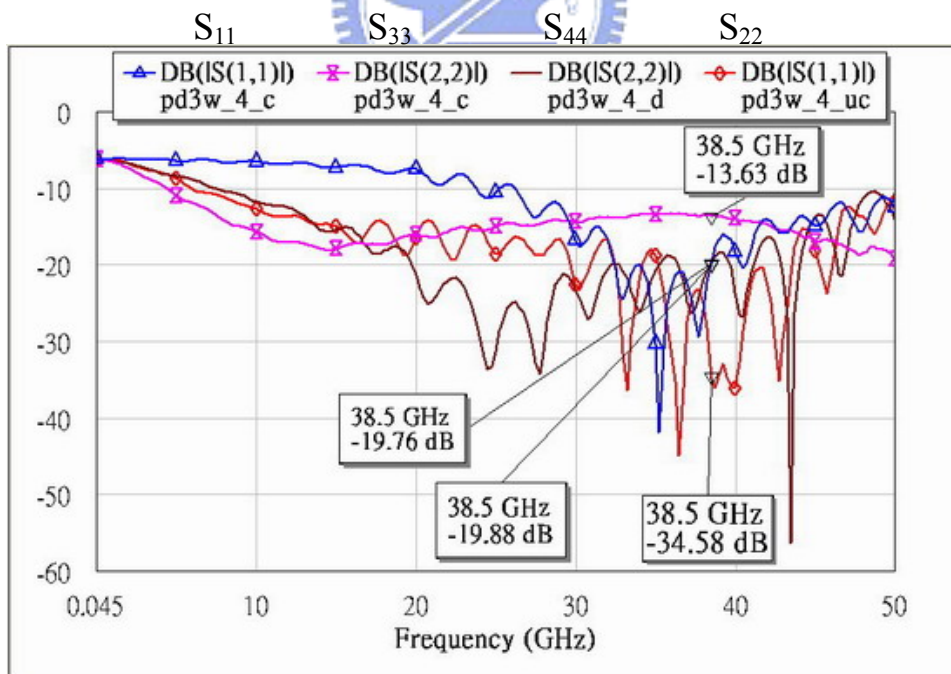


(b) 回授損失量測結果

圖 3-9 三路功率分配器量測結果( $R=87.5\Omega$ )



(a) 介入損失和隔離度量測結果



(b) 回授損失量測結果

圖 3-9 三路功率分配器量測結果( $R=75\Omega$ )

表 3-2 公式計算結果及量測結果比較

(a)  $R=87.5\Omega$

	公式計算	量測結果
$S_{11}(\text{dB})$	$-\infty$	-18.41
$S_{22}(\text{dB})$	-20.676	-7.03
$S_{33}(\text{dB})$	-15.12	-12.25
$S_{44}(\text{dB})$	-20.676	-7.869
$S_{31}(\text{dB})$	-4.7	-5.29
$S_{43}(\text{dB})$	-21.14	-23.38
$S_{42}(\text{dB})$	-14.884	-13.43

(b)  $R=75\Omega$

	公式計算	量測結果
$S_{11}(\text{dB})$	$-\infty$	-19.76
$S_{22}(\text{dB})$	-35.99	-34.58
$S_{33}(\text{dB})$	-13.06	-13.63
$S_{44}(\text{dB})$	-35.99	-19.88
$S_{31}(\text{dB})$	-4.7	-5.133
$S_{43}(\text{dB})$	-19.08	-19.37
$S_{42}(\text{dB})$	-16.16	-13.04



## 第四章 結論

本文提出 77GHz 單刀三擲開關和 38.5GHz 三路功率分配器二種電路，分別應用於二種不同架構的汽車防撞雷達的前端系統。第二章介紹了三種不同類型的開關，並且推導出個別的介入損失和隔離度計算公式。最終選用易於取得的商用蕭基二極體做出一個並聯式反射型的開關。

第三章也介紹了三種不同類型的功率分配器，對於三種分配器的散射參數 (Scattering parameters) 有詳細的推導過程。由於防撞雷達前端系統的電路均為平面的，所以選用分叉型功率分配器。根據[7]、[8]，N 路的分叉型功率分配器需為(N-1)階的電路，才能在中心頻有絕佳匹配和隔離度。本文的功率分配器有三個輸出埠，但是為了電路精簡，只是個一階電路，所以回授損失和隔離度無法做到最好。

表 4-1 和表 4-2 分別為單分三擲開關和刀叉型功率分配器的實作結果。功率分配器輸出端的回授損失和隔離度受薄膜電阻值的大小影響，最終選定的電阻值大小為  $75\Omega$ ，此時量測到最差的回授損失為 -13.63dB，最差的隔離度為 -13.04dB。

表 4-1 單刀三擲開關實作結果

	單刀三擲開關
介入損失	-4.322(dB)
隔離度	-15.6(dB)
電路尺寸大小	156milx220mil

表 4-2 三路分叉型功率分配器實作結果

	功率分配器
介入損失	-5.133 (dB)
隔離度(S <sub>34</sub> )	-19.37 (dB)
隔離度(S <sub>24</sub> )	-13.04 (dB)
回授損失(S <sub>11</sub> )	-19.76(dB)
回授損失(S <sub>22</sub> )	-34.58 (dB)
回授損失(S <sub>33</sub> )	-13.63 (dB)
回授損失(S <sub>44</sub> )	-19.88(dB)
電路尺寸大小	92milx77.6mil



## 參考文獻

- [1] Rainee N. Simon, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, John Wiley & Sons, N.Y.2001
- [2] David Pozar, *Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [3] Kai Chang, Inder Bahl, Vijay Nair, *RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems*, Chapter 7
- [4] Mu-Rung Hseigh, “W-band Frequency Doubler and Switch,” W 頻段倍頻器與開關研製, 交通大學電信研究所 2004.
- [5] Inder Bahl, Prakash Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, John Wiley & Sons, N. Y. 1988
- [6] E. J. Wilkinson, “An n-way hybrid power divider,” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-8, pp116-118, Jan 1960
- [7] N. Nagai, E. Mackawa, K. Ono, “New N-way hybrid power dividers,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-25, pp1008-1012, Dec.1977
- [8] A. A. M. Saleh, “Planar Electrically Symmetric n-Way. Hybrid Power Dividers/Combiners,” *IEEE Trans Microwave Theory Tech.* , Vol. MTT-28, June 1980, pp.555-563.
- [9] A. A. A. Saleh, “Computation of the Frequency Response of a Class of Symmetric N-Way Power Dividers,” *The Bell System Technical Journal*, Vol.59, No8, Oct. 1980, pp.1493-1512.

[10] Z. Galani, J. L. Lampen, S. J. Temple, “Single-Frequency Analysis of Radial and Planar Amplifier Combiner Circuits,” *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-29, July, 1981, pp642-654.

