

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

W 頻段防撞雷達前端系統

與 Ku 頻段類比移相器



W Band Front-End System for Collision Avoidance Vehicle  
Radar and Ku Band Analog Phase Shifter

研究生：吳中宏

指導教授：張志揚 博士

中華民國 九十五年 六月

W 頻段防撞雷達前端系統  
與 Ku 頻段類比移相器

W Band Front-End System for Collision Avoidance Vehicle  
Radar and Ku Band Analog Phase Shifter

研 究 生：吳中宏  
指 導 教 授：張志揚 博士

Student : Chung-Hung Wu  
Advisor : Dr. Chi-Yang Chang



國立交通大學  
電信工程學系  
碩士論文

A Thesis

Submitted to Department 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

June 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 九十五年 六月

# W 頻段防撞雷達前端系統 與 Ku 頻段類比移相器

研究生：吳中宏

指導教授：張志揚 博士

國立交通大學電信工程學系

## 摘要



本論文提出一個 77 GHz 車用防撞雷達射頻前端系統和一個 12.45 GHz 之類比移相器。本文前半部描述防撞雷達射頻前端系統的組成元件及整體設計、量測結果。系統之 Conversion Loss 約為 9.3~13.3 dB、RF 輸出功率約為 3.2~4.4 dBm。整體電路以共平面波導的形式製作在介電係數為 9.8 厚度為 15 mil 的三氧化二鋁的基板上。

本論文後半部份對反射式移相器做分析設計與實作量測，相位偏移量達 $120^{\circ}$ ，並且實作跟量測一陣列天線單位電路，天線主波束可在俯仰角 $35^{\circ}$ ~ $60^{\circ}$ 間切換，整體電路以微帶線型式製作在介電係數為 3.38 厚度為 20 mil 的 RO4003 的基板上。

# W Band Front- End System for Collision Avoidance Vehicle Radar and Ku Band Analog Phase Shifter

Student: Chung-Hung Wu

Advisor: Dr. Chi-Yang Chang

Department of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

In this thesis, a 77 GHz front-end system for collision avoidance vehicle radar and a 12.45 GHz analog phase shifter for phased array antenna are proposed. In the first part of this thesis, each individual circuit of the RF front-end, integration of the RF front-end, and measurement of the RF front-end and each individual circuit are described. The conversion loss of the RF front-end is about 9.3 to 13.3 dB and the RF output power is about 3.2 to 4.4 dBm. The whole circuits are integrated with CPW on an  $\text{Al}_2\text{O}_3$  substrate with a dielectric constant of 9.8, a thickness of 15 mil.

In the second part of this thesis, the design and measurement of reflective phase shifter are presented. The maximal phase shift is larger than  $120^\circ$ . A unit circuit of phased array is implemented and measured, which includes an analog phase shifter, a coupler, and a phase compensation transmission line. The mainbeam of the array can be switched between  $35^\circ$  to  $60^\circ$  in vertical direction. The whole circuits are fabricated with microstrip line on a RO4003 substrate with a dielectric constant of 3.38, a thickness of 20 mil.

## 誌謝

漫長曲折的求學生涯，終於在此要告一段落，內心激盪筆墨難以形容。本篇論文與研究所課業得以完成，首先要感謝指導教授張志揚博士二年來辛苦的指導和鼓勵，老師在微波電路豐富的知識和經驗使學生獲益匪淺。同時要感謝口試委員鍾世忠教授、邱煥凱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牛道智先生協助完成薄膜電路的製作及量測。

感謝實驗室學長們在研究上的指教，尤其是鈞翔學長毫不保留的將其經驗與知識傳授給我，特別感謝你在半夜陪我做實驗。還有實驗室同學與學弟妹們的陪伴與協助，讓我的研究生涯能夠順利的進行；以及我的好友們純龍、嘉輝、振華、志宏、土恥和立偉，謝謝你們這一路上給我點點滴滴的鼓勵。

最後，最要感謝陪我一路上走來的家人們：爸、媽、振銘、振豪、慧君，有你們在背後的支持，是我轉行求學路上最的大動力，使我無後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 防撞雷達前端系統 .....	2
2.1 簡介 .....	2
2.2 系統組成元件 .....	3
2.3 整體電路設計與量測 .....	16
第三章 Ku Band 移相器 .....	21
3.1 簡介 .....	21
3.2 移相器原理 .....	22
3.3 移相器電路設計與量測 .....	25
3.4 相位陣列天線單位電路設計與量測 .....	31
第四章 結論 .....	36
參考文獻 (reference) .....	38

## 表目錄

表 3-1	負載電路相位偏移模擬結果.....	27
表 3-2	移相器介入損失量測結果.....	29
表 3-3	移相器相位偏移量測結果與模擬結果比較.....	30
表 3-4	(20dB)耦合線混成器量測數據.....	33
表 4-1	防撞雷達五版電路實作結果.....	36
表 4-2	移相器實作結果.....	37
表 4-3	陣列單位電路實作結果.....	37



# 圖目錄

圖 2-1	防撞雷達前端系統方塊圖.....	2
圖 2-2	CHX 2191 實體電路圖.....	3
圖 2-3	CHX 2191 量測結果.....	3
圖 2-4	三路功率分配器的 HFSS 電路圖.....	4
圖 2-5	分叉型三路功率分配器電路實體圖.....	4
圖 2-6	三路功率分配器量測結果( $R=75\Omega$ ).....	5
圖 2-7	CHU 3277 實體電路圖.....	6
圖 2-8	CHU 3277 量測結果.....	6
圖 2-9	CHU 2277 實體電路圖.....	7
圖 2-10	CHU 2277 量測結果.....	7
圖 2-11	(a)環形混頻器架構(b)電壓電流圖.....	9
圖 2-12	環形混頻器電路示意圖.....	10
圖 2-13	基頻混頻器實體電路.....	11
圖 2-14	混頻器轉換損失量測結果.....	11
圖 2-15	自偏壓混頻器實體電路.....	12
圖 2-16	偏壓混頻器轉換損失量測結果.....	12
圖 2-17	CHM2179a 實體電路圖.....	13
圖 2-18	3 dB 180° hybrid ring 其電路圖及散射矩陣.....	13
圖 2-19	CPW hybrid ring 實體電路圖.....	14
圖 2-20	CPW hybrid ring (HFSS)模擬結果.....	14

圖 2-21	CPW hybrid ring 量測結果.....	14
圖 2-22	Transition 實體電路圖.....	15
圖 2-23	77GHz cpw-mstrip transition test (back-to-back) .....	15
圖 2-24	一版整體電路圖.....	16
圖 2-25	二版整體電路圖.....	17
圖 2-26	二版電路量測結果.....	17
圖 2-27	三版整體電路圖.....	18
圖 2-28	三版電路量測結果.....	18
圖 2-29	四版整體電路圖.....	19
圖 2-30	四版電路量測結果.....	19
圖 2-31	五版整體電路圖.....	20
圖 2-32	五版電路量測結果.....	20
圖 3-1	傳播相位與損耗的定義.....	21
圖 3-2	傳播相位示意圖.....	22
圖 3-3	反射式移相器.....	22
圖 3-4	90 <sup>0</sup> 混成器之移相原理示意圖.....	24
圖 3-5	90 <sup>0</sup> 混成器之移相器幾種可能架構.....	24
圖 3-6	二極體反射係數量測方法.....	25
圖 3-7	二極體反射係數量測結果.....	26
圖 3-8	轉正反射係數.....	27
圖 3-9	負載電路相位偏移量模擬結果.....	27



圖 3-10	分枝線混成器量測結果.....	28
圖 3-11	分枝線混成器輸出相位量測結果.....	28
圖 3-12	分枝線混成器實體圖.....	29
圖 3-13	移相器實體電路.....	29
圖 3-14	移相器量測結果.....	30
圖 3-15	移相器相位偏移量測結果.....	30
圖 3-16	相位陣列天線架構圖.....	31
圖 3-17	陣列單位電路.....	31
圖 3-18	(20dB)耦合線混成器實體電路.....	32
圖 3-19	(20dB)耦合線混成器量測結果.....	33
圖 3-20	兩轉折接面量測結果.....	33
圖 3-21	兩轉折接面實體圖.....	34
圖 3-22	陣列單位電路實體圖.....	34
圖 3-23	陣列單位電路相位偏移量測結果.....	35
圖 3-24	陣列單位電路量測結果.....	35



# 第一章 緒論

為使有限的運輸資源能作最有效的利用，故各國近年都致力發展“智慧型運輸系統”(Intelligent Transportation Systems, ITS)。藉由應用先進的電子，通信，資訊與感測等技術，以整合人，路，車的管理策略，提供即時資訊而增進運輸系統的安全，效率及舒適性。然發展 ITS 的首要目標即是增進交通安全，歐、美等先進國家的 ITS 計劃中，全力發展一全方位碰撞警示系統(汽車防撞雷達)，此系統主要技術是應用微波偵測系統以偵測車輛周圍行車狀況，進而達到目標識別、威脅性分析以避免發生碰撞事故。由於 W Band 的訊號具有抗雨衰、對雲霧穿透性佳、波長短故可縮小元件與天線尺寸…等特性，故國際 ITS 協會將防撞雷達的頻率設定在 77 GHz。本文第二章使用共平面波導(coplanar waveguide, CPW)的結構，設計防撞雷達前端系統；共平面波導具有下列優點：(1)容易並聯或串聯電路元件，所有的電路元件都在同一平面上(2)接地容易不需要穿孔(3)特性阻抗可依訊號線與地線間的線寬、線距求得(4)幅射耗損小。

本文第三章提出 Ku Band 移相器之原理與實作結果，其主要用途是用來設計一可切換波束(Beam Switched)的智慧型陣列天線，藉由切換移相器的控制偏壓(0.5V~9.5V)，將天線陣列的主波束切換至欲接收訊號的俯仰角( $\theta=35^{\circ} \sim 60^{\circ}$ )上，充份利用訊號的空間方向性，加強訊號接收強度同時消除干擾。

## 第二章 防撞雷達前端系統

### 2.1 簡介

W 頻段的收發器模組是防撞雷達的一個重要的部份。圖 2-1 是 77 GHz 防撞雷達射頻前端系統方塊圖。其運作機制首先將一個 19.25 GHz 的振盪源倍頻至 38.5 GHz，再利用三路功率分配器將訊號一分為三。分別將此三個訊號源倍頻至 77 GHz 後，透過 rat race ring ( $180^\circ$  hybrid) 送到天線發射出去，此為訊號傳送機制。接收時，由天線接收到的訊號經過 rat race ring 後再經過 LNA 後送到混頻器，和 77 GHz 的振盪源混頻，再將收到的訊號降到低頻做訊號處理。

收發器模組中的三路功率分配器和 rat race ring ( $180^\circ$  hybrid) 均是採用共平面波導結構(Coplanar Waveguide, CPW)，製作在厚度為 15 mil、介電係數為 9.8 面積為  $940 \times 940 \text{ mil}^2$  的三氧化二鋁基板上。而 19.25 GHz、38.5 GHz 的倍頻器、低雜訊放大器、基頻混頻器則是使用 UMS MMIC。此外，因為天線和收發器模組使用的基板不同，故需要一個介面 transition，做為連接。

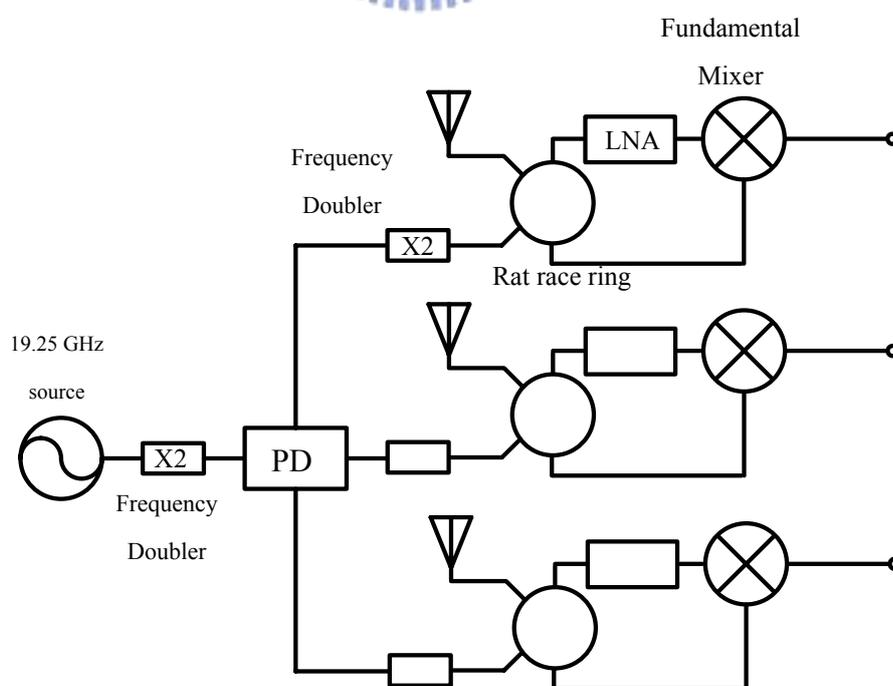


圖 2-1 防撞雷達前端系統方塊圖

## 2.2 系統組成元件

### 2.2.1 19.25GHz 倍頻器

根據圖 2-1 的方塊圖，需要一個倍頻器將 19.25 GHz 的振盪源訊號倍頻至 38.5 GHz，在此使用 UMS CHX2191 做為倍頻器。CHX2191 輸入訊號頻率範圍為 17~20 GHz，輸出訊號頻率從 34~40 GHz。所需的輸入功率為 0~3 dBm，輸出功率應有 11 dBm。圖 2-2 為量測 CHX2191 的實體電路圖，圖 2-3 為量測結果。在其輸出頻率範圍內，輸出功率至少都有 11 dBm，而 38.5 GHz 的輸出功率約有 12 dBm。

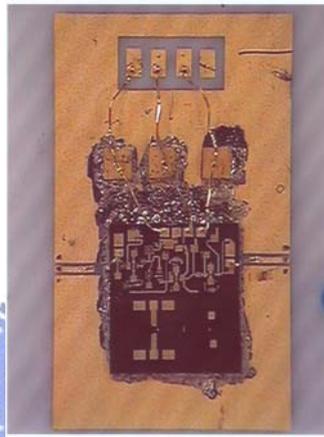


圖 2-2 CHX 2191 實體電路圖

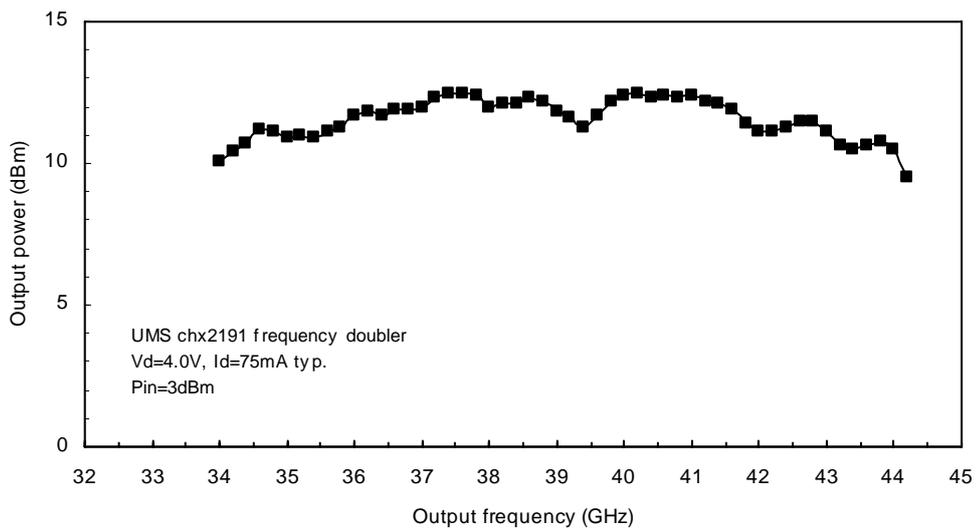


圖 2-3 CHX 2191 量測結果

### 2.2.2 三路功率分配器

本文所提到防撞雷達需要三個振盪源，係利用一個三路功率分配器將振盪源一分為三。圖 2-5 是三路功率分配器的實體電路圖，電路尺寸為  $92 \times 77.6 \text{ mil}^2$ 。由於向量網路分析儀一次只能量測二個端埠(port)，所以未量測的其餘二個端埠要加上終止端(termination)吸收掉能量，片電阻的單位面積電阻值為  $50 \Omega$ ，為了使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，將電阻面積設為  $6 \text{ mil} \times 4 \text{ mil}$ ，故理想的長方形電阻值應為  $(6/4) \times 50 = 75 \Omega$ 。圖 2-6(a)是介入損失和隔離度的量測結果，圖 2-6(b)是回授損失的量測結果。量測數據如下：

$S_{11}(\text{dB})$	$S_{22}(\text{dB})$	$S_{33}(\text{dB})$	$S_{44}(\text{dB})$	$S_{31}(\text{dB})$	$S_{41}(\text{dB})$	$S_{43}(\text{dB})$	$S_{42}(\text{dB})$
-19.76	-34.58	-13.63	-19.88	-5.133	-5.68	-19.37	-13.04

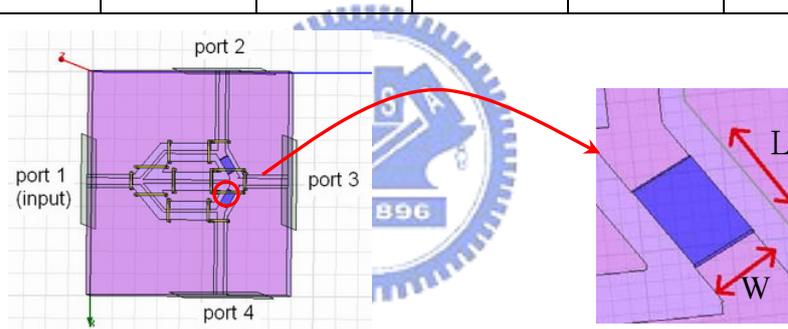


圖 2-4 三路功率分配器的 HFSS 電路圖

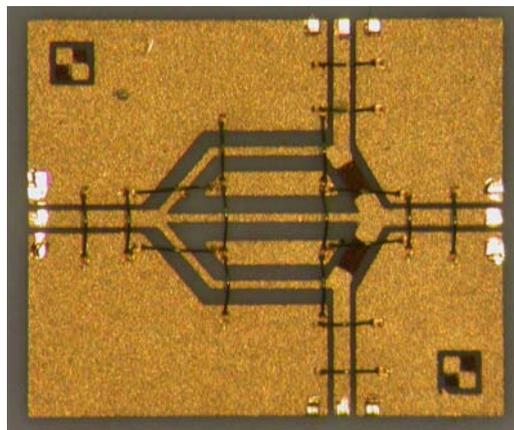
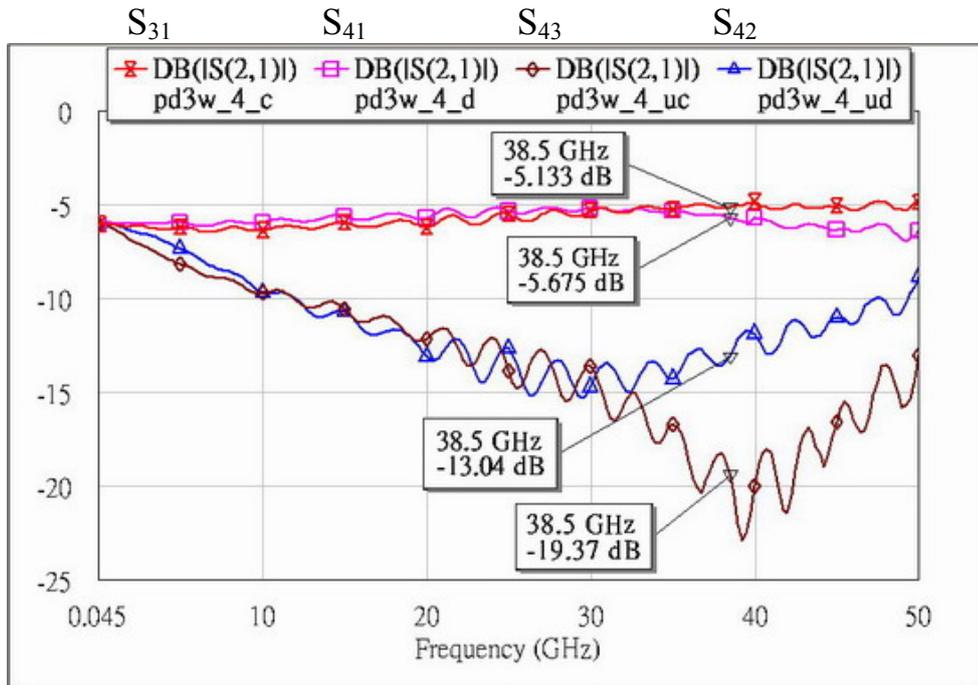
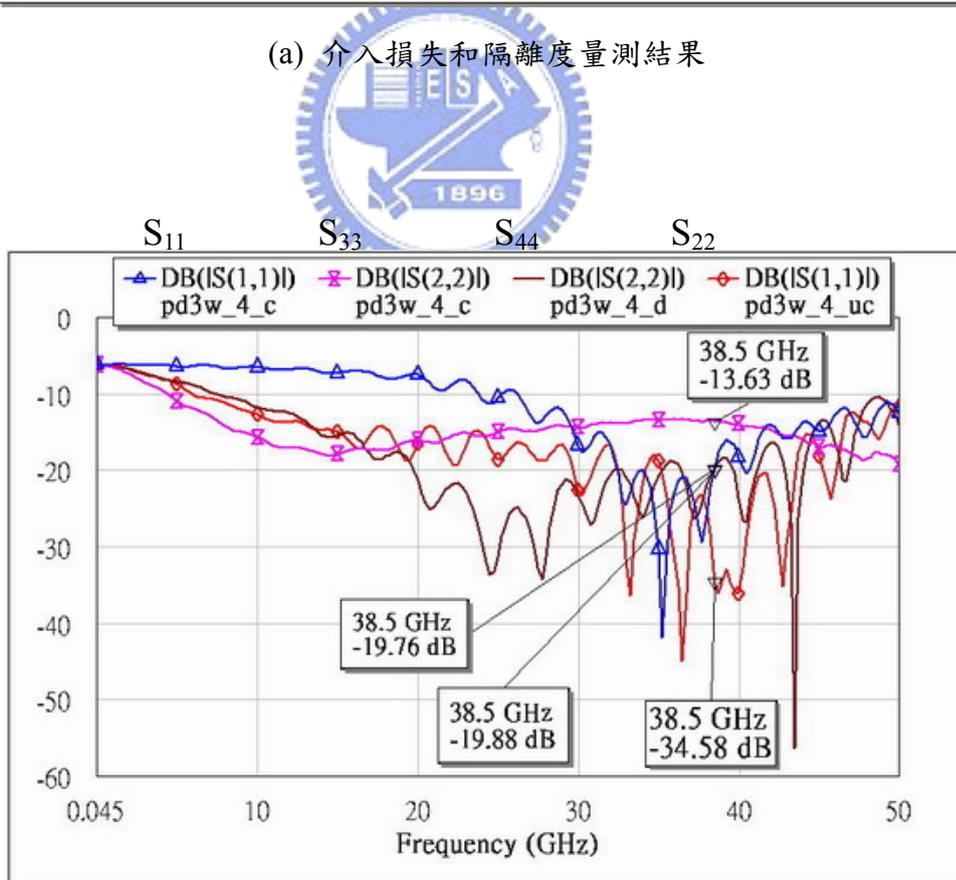


圖 2-5 分叉型三路功率分配器電路實體圖



(a) 介入損失和隔離度量測結果



(b) 回授損失量測結果

圖 2-6 三路功率分配器量測結果( $R=75\Omega$ )

### 2.2.3 38.5GHz 倍頻器

【UMS CHU3277】輸入頻率範圍 38~38.5 GHz，輸出範圍 76~77 GHz。所需要的輸入功率約為 5 dBm，輸出功率應有 18 dBm，偏壓條件-5V、+5V。圖 2-7 為量測的實體電路圖，圖 2-8 為輸入功率為 7 dBm 時的量測結果。輸出頻率 77 GHz 時，輸出功率約有 15 dBm。

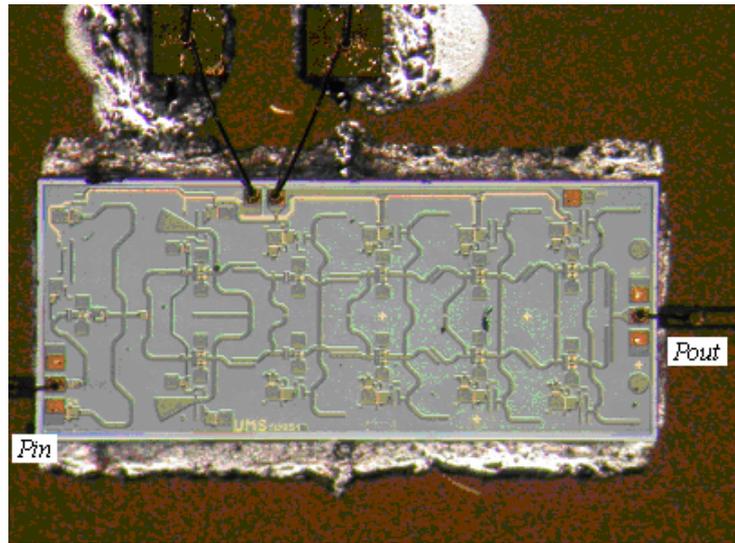


圖 2-7 CHU 3277 實體電路圖

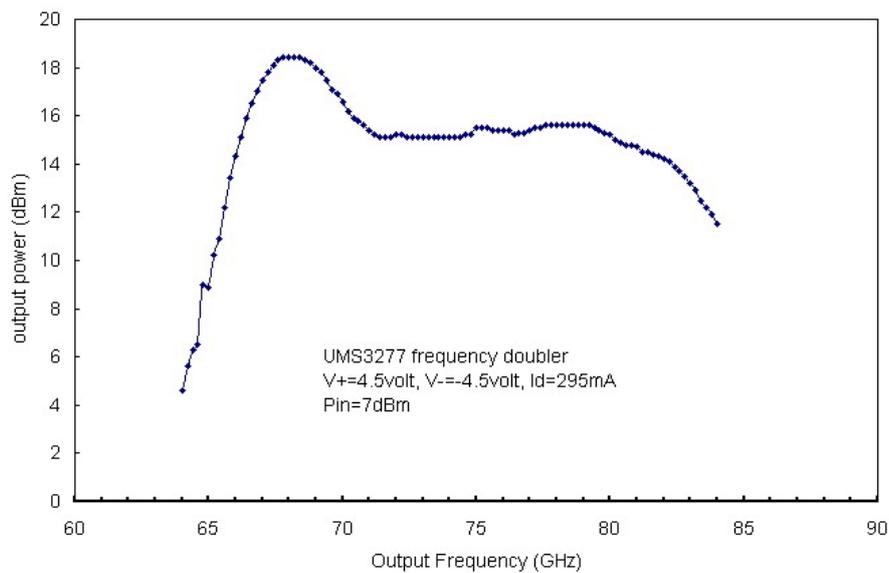


圖 2-8 CHU 3277 量測結果

【UMS CHU2277】單一輸入雙輸出倍頻器，輸入頻率範圍 38~38.5 GHz，輸出頻率範圍 76 ~77 GHz。所需要的輸入功率約為 5 dBm，Pout1 輸出功率應有 13 dBm，Pout2 輸出功率應有 10 dBm，偏壓條件-5V、+5V。圖 2-9 為量測的實體電路圖，圖 2-10 為輸入功率為 5 dBm 時的量測結果。輸出頻率 77 GHz 時， Pout1 輸出功率 10.5 dBm，Pout2 輸出功率 8.5 dBm。在二、三版整體電路實作中採用此倍頻器，將 Pout1 及 Pout2 分別作為 LO 及 RF 使用。

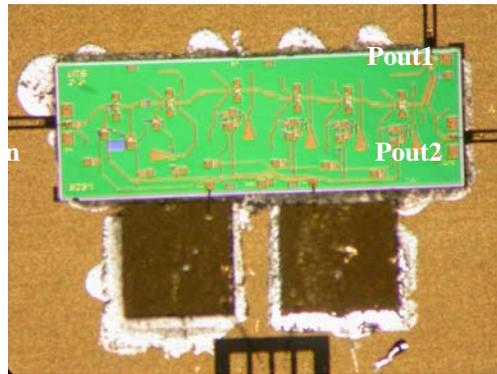


圖 2-9 CHU 2277 實體電路圖

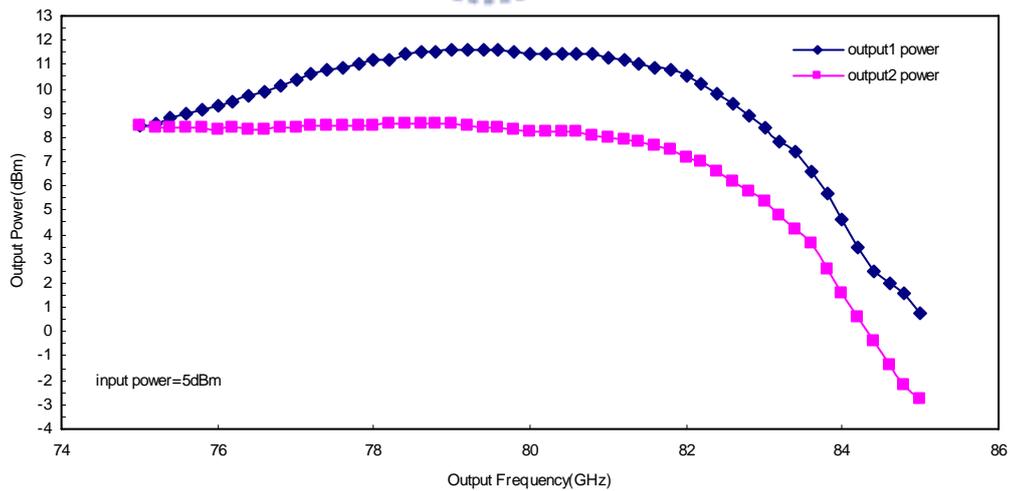


圖 2-10 CHU 2277 量測結果

## 2.2.4 混頻器

### 電路理論

包含岔路環混成器(rat race ring)的混頻器是一種常見的基頻混頻器(fundamental mixer)，圖 2-1 中的混頻器即採用此種架構，並稱之為環狀混頻器(ring mixer)。圖 2-11(a) 是環狀混頻器的基本架構圖，它包含了一個 180 度混成器(Hybrid)和兩個二極體。而中頻(Intermediate Frequency, IF)濾波器則是負責取出中頻信號。射頻(RF)訊號和本地震盪訊號(LO)分別由和埠(sum port)和差埠(delta port)輸入，這二個埠彼此相互隔離(isolated)。二極體上的電壓、電流波形圖示於圖 2-11(b)，電流分析推導如下：

射頻(RF)訊號和本地震盪訊號(LO)分別從混合器的和埠和差埠進入，並且兩顆二極體方向不同。因此，在二極體 D1 上的本地震盪(LO)電流等同於在二極體 D2 上本地震盪電流。而 D1 和 D2 上的射頻電流則有個週期差(period difference)， $\frac{\tau_{RF}}{2}$ 。

$$i_{1LO} = i_{2LO} \quad (2.1)$$

$$i_{2RF} = i_{1RF} e^{jm\omega_{RF}\left(\frac{\tau_{RF}}{2}\right)} \quad (2.2)$$

若以二極體 D1 上的電流做為參考(reference)電流，則每個二極體上的電流可用傅立葉級數表示，

$$i_1 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_n v_m e^{j(m\omega_{RF} + n\omega_{LO})t} \quad (2.3)$$

$$i_2 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} g_n v_m e^{j(m\omega_{RF} + n\omega_{LO})t} e^{jm\omega_{RF}\left(\frac{\tau_{RF}}{2}\right)} \quad (2.4)$$

結合上述二個方程式，中頻電流可如下表示：

$$i_2 = i_1 \cdot e^{jm\pi} = i_1 \cdot (1)^n (-1)^m \quad (2.5)$$

$$i_{IF} = i_2 - i_1 = [1^n (-1)^m - 1] \cdot i_1 \quad (2.6)$$

對於基頻的混頻而言， $(m, n)$ 為 $(1, -1)$  or  $(-1, 1)$ ，此型之混頻器可將 RF 及 LO Port 互換。

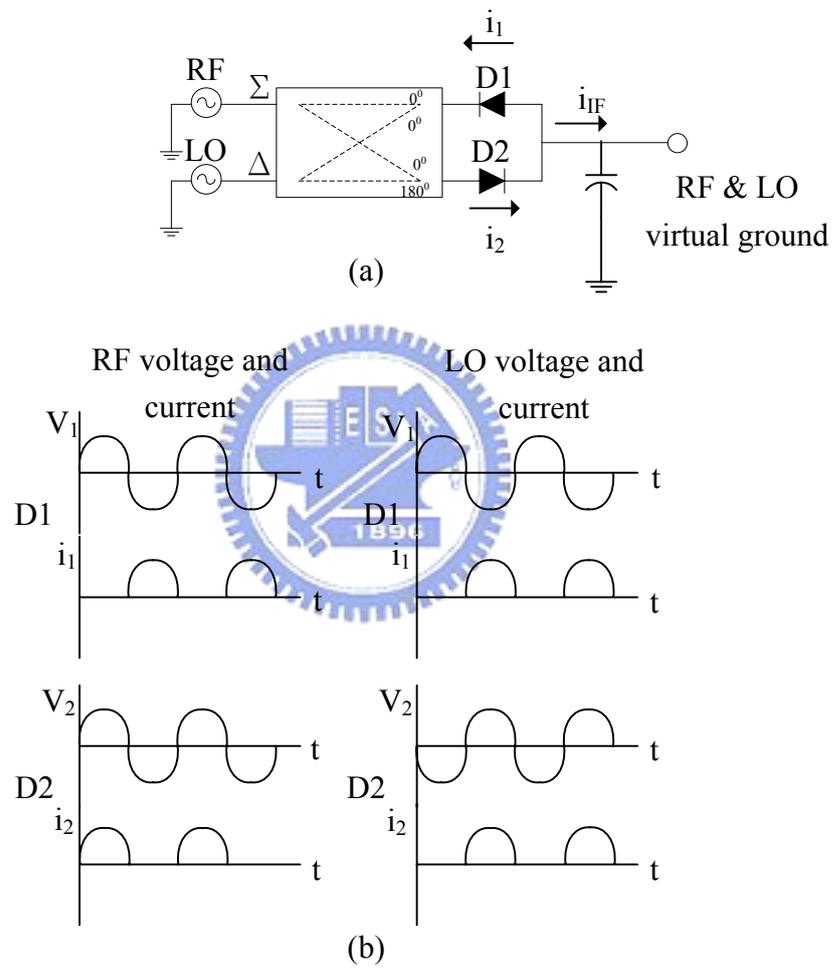


圖 2-11 (a)環形混頻器架構(b)電壓電流圖

## 電路設計

圖 2-12 為環形混頻器的電路圖，包含了一個環形耦合器、兩個二極體和一個由兩條鏢線及一個電容形成的低通濾波器。環形耦合器應用扭轉線(twist-line)相位轉換器(phase inverter)，即打二條鏢線橫跨過 FCPW 的訊號線(signal strip)和接地線(ground strip)。相較於傳統環形混頻器所用的半波長相位轉換器，不僅電路面積縮小且此種相位轉換器有較大頻寬。

中頻訊號由二極體的射頻接地端點(A、B)取出，如此一來，中頻訊號在二極體的另一端(C、D)自動接地(因為交叉的緣故，故此二點對中頻訊號而言是接地)，故在射頻訊號和本地振盪訊號輸入埠就不需要使濾波器濾除中頻訊號。由鏢線和接地電容形成的低通濾波器主要取出中頻信號和抑制其它不需要的信號。而連結二極體的射頻虛擬接地則是用來避免中頻訊號漏到地，並且補償二極體接腳的寄生效應。

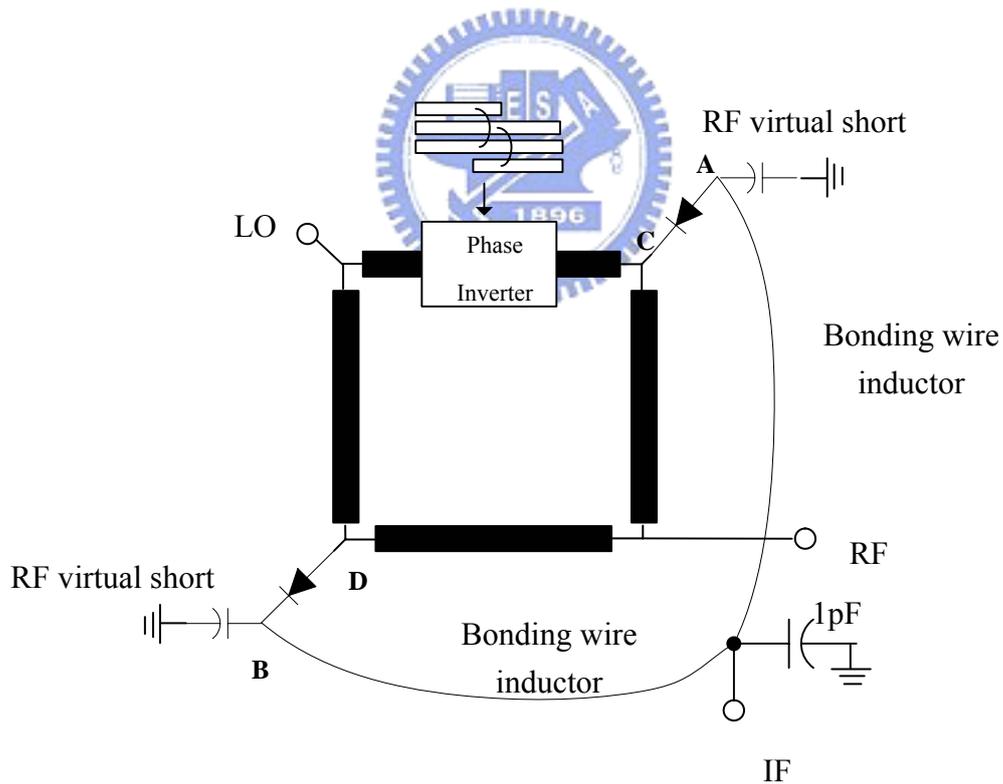


圖 2-12 環形混頻器電路示意圖

## 電路製作及量測

【環形混頻器】二極的串聯電阻值(series resistance)和接面電容值(junction capacitance)對混頻器的影響很大。尤其是工作於高頻時，更希望電阻值和電容值小。在此，選用 M/ACOM MA4E2037 做為混頻器的二極體，其接面電容值大約為 0.02pF，串聯電阻值為 4~7Ω。

圖 2-13(a)為原始設計的基頻混頻器實體電路圖，2-13(b)為改良過後的混頻器實體電路圖。在原始混頻器二極體前加上一段高阻抗四分之一波長的傳輸線，即為改良式混頻器。圖 2-14 是二種混頻器的轉頻損失(conversion loss)量測結果。在 75 GHz 至 80 GHz 且本地震盪訊號為 12 dBm 時，原始混頻器的轉頻損失介於 7~9 dB 之間，改良過的混頻器的轉頻損失約 6 dB，表現較佳。

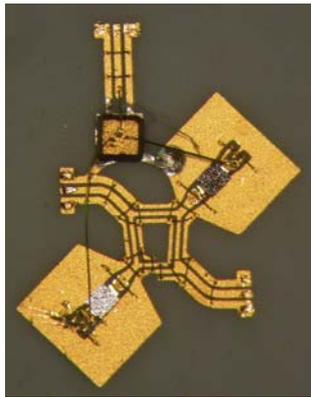


圖 2-13 (a)

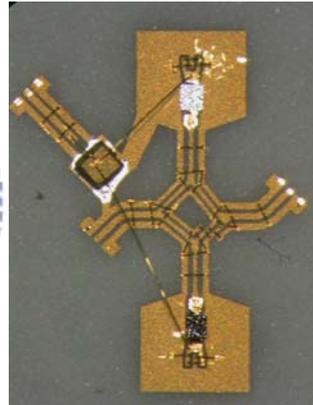


圖 2-13 (b)

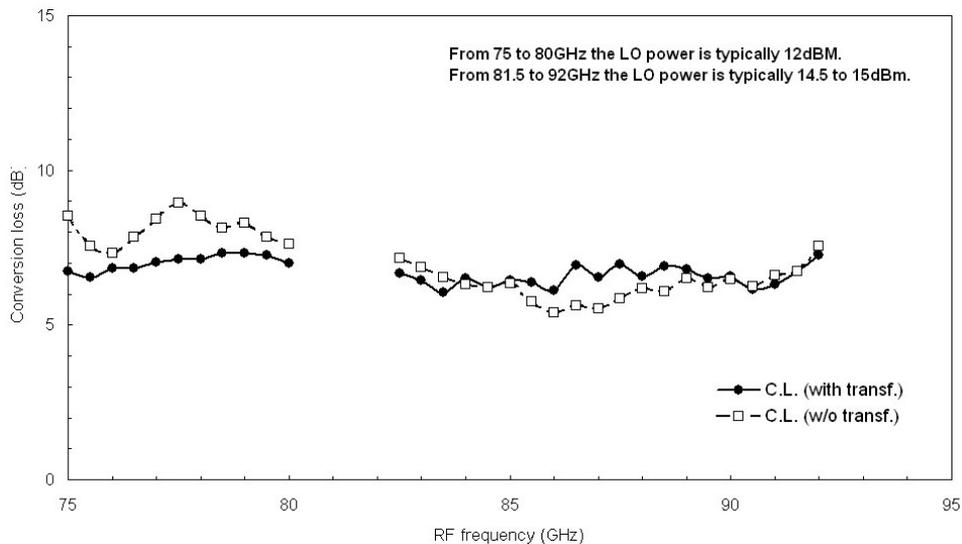


圖 2-14 混頻器轉換損失量測結果

【自偏壓環形混頻器】為了降低驅動混頻器之 LO Power 可採用外加之偏壓電路，圖 2-15 為其實體電路圖，圖 2-16 為量測結果。在 75 ~ 80 GHz 且本地振盪訊號為 5 dBm 時轉頻損失約 10 dB。

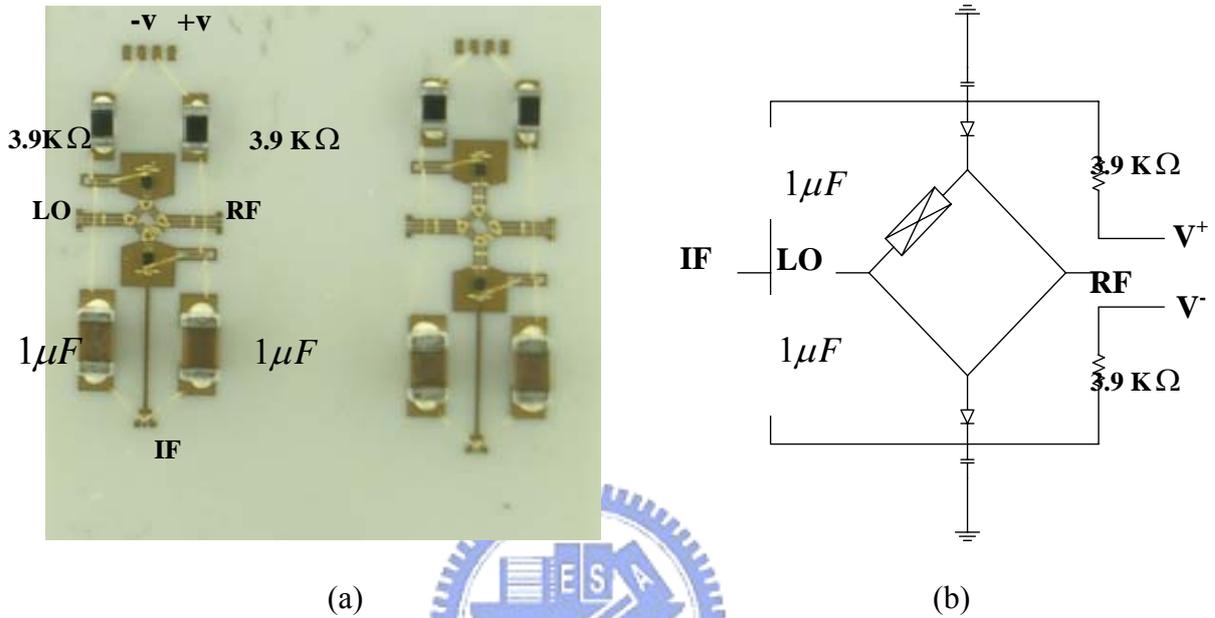


圖 2-15 自偏壓混頻器(a)實體電路圖(b)示意圖

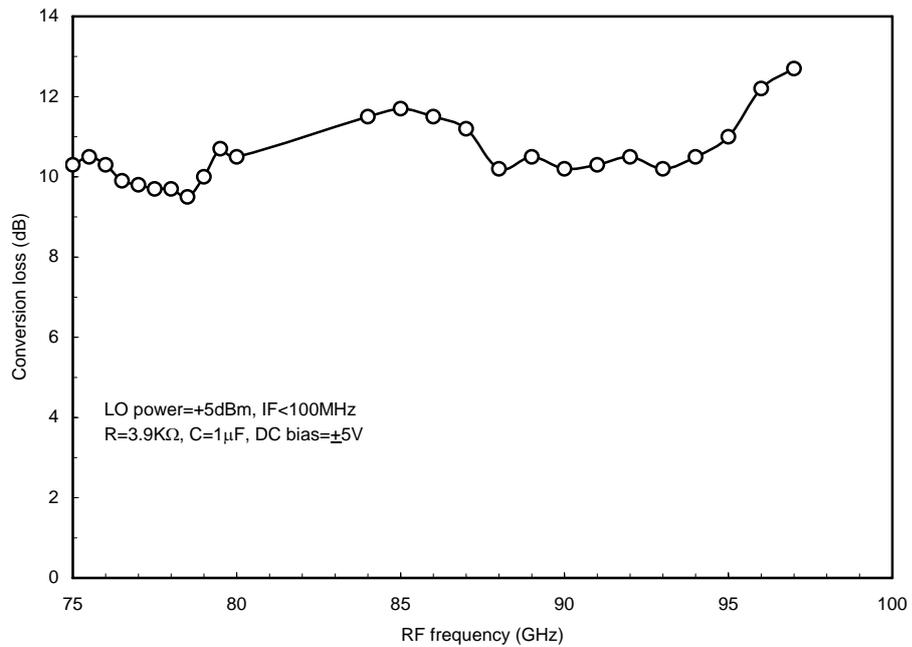


圖 2-16 偏壓混頻器轉換損失量測結果

【CHM2179a 混頻器】LO, RF frequency range 76 ~ 77 GHz, LO input Power 5 dBm, Conversion Loss 7.5 dB, 圖 2-17 為其實體電路圖。實際量測時 CL 約為 10 dB。

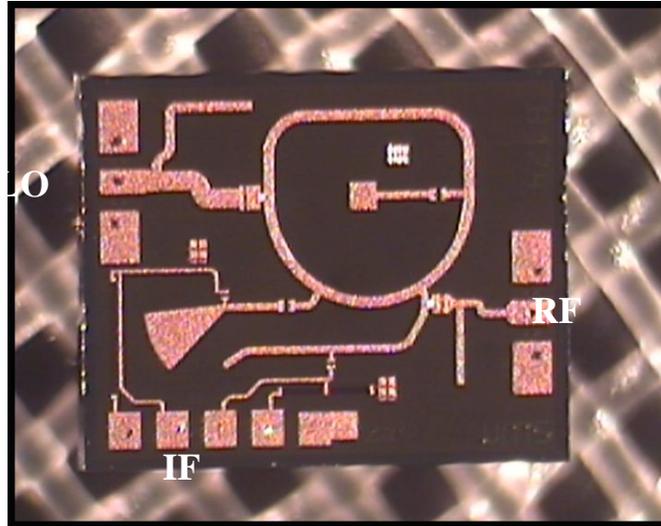


圖 2-17 CHM2179a 實體電路圖

### 2.2.5 CPW 180° Hybrid Ring

本文提出之射頻電路，不論其發射或接收機制均需透過 rat race ring (180° hybrid) 來實現，180° hybrid ring 為一四端埠的網路，兩輸出端埠之間會有 180° 的相位差，操作時也可使兩輸出埠有相同的相位。以圖 2-18 為例由埠 1 輸入，埠 2、3 會等相位均分輸入功率，而埠 4 沒有輸出。若由埠 4 輸入，埠 2、3 會相差 180° 均分輸入功率，而埠 1 沒有輸出。圖 2-19 為其實體電路圖，圖 2-20 為 HFSS 模擬結果，圖 2-21 為量測結果，介入損失約為 -5 dB。

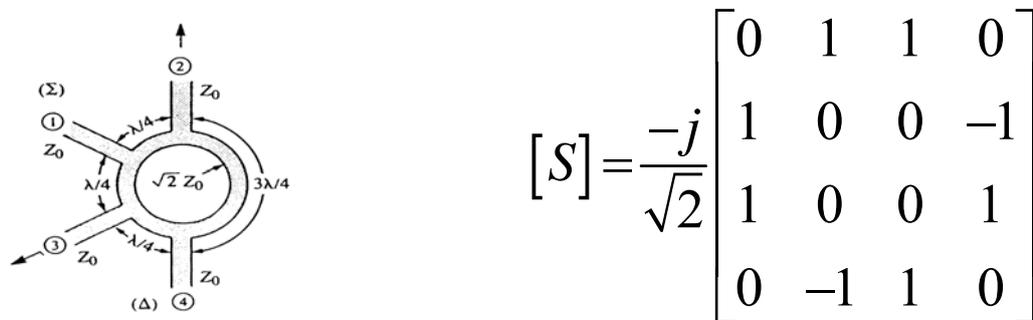


圖 2-18 3 dB 180° hybrid ring 其電路圖及散射矩陣

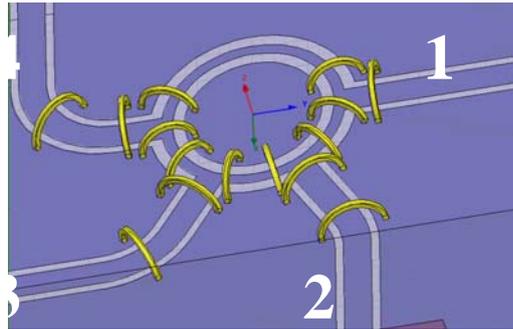


圖 2-19 CPW hybrid ring 實體電路圖

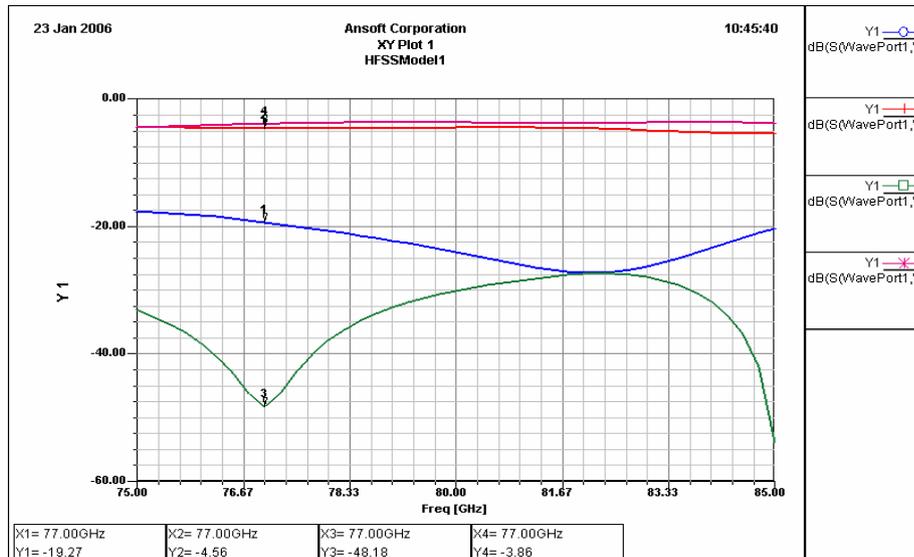


圖 2-20 CPW hybrid ring (HFSS)模擬結果

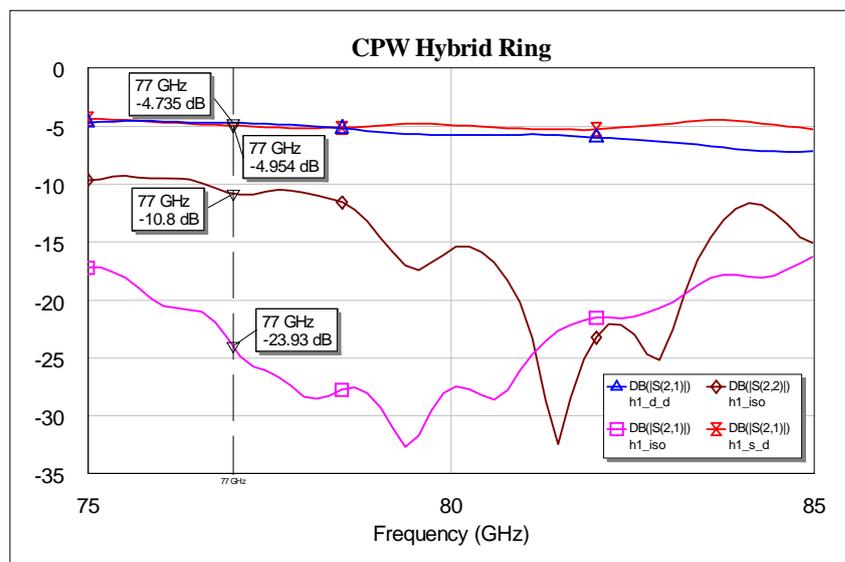


圖 2-21 CPW hybrid ring 量測結果

## 2.2.6 Transition

由於製作天線的板材厚度為 5 mil，而先前提出的射頻電路均是由 15 mil 的基板製作，故射頻電路和天線之間有 10 mil 的高度落差。因此，利用一厚度為 10 mil，介電常數為 9.8 的陶瓷基板，設計一個 transition 做為射頻電路和天線的介面。圖 2-22 為其實體電路圖，圖 2-23 為量測結果。77 GHz 時的介入損失約為-0.32 dB，回授損失為-12.96 dB。

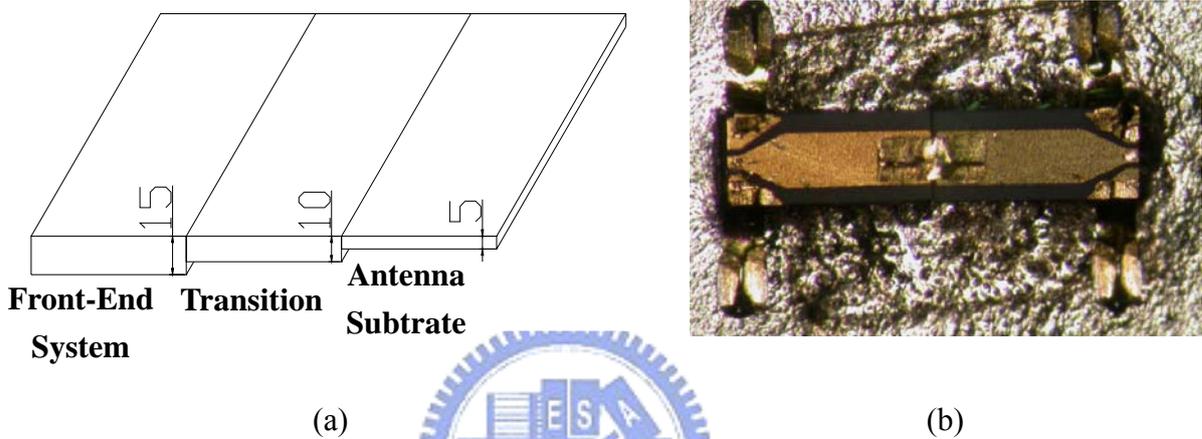


圖 2-22 Transition (a)示意圖(b)實體電路圖(back-to-back)



圖 2-23 77GHz cpw-mstrip transition test (back-to-back)

### 2.3 整體電路設計與量測

【一版】組成元件:倍頻器(CHX2191、CHU3277)，三路功率分配器，twist rat race ring，基頻混頻器；偏壓條件:+5V、-5V、Pin = 2 dBm。圖 2-24 為其實體電路圖，實測結果顯示一版電路在倍頻器(CHU3277)的輸出端功率僅約 12 dBm、若再經過 twist rat race ring (insertion loss -5 dB)後則不足以推動基頻混頻器。一版電路出現之主要問題為幾乎量測不到 RF 輸出功率，問題疑似由倍頻器(CHU3277)表現不如單一晶片測試之表現及 77 GHz 頻段電路 Layout 走線過長損耗過大造成。改版電路欲採用 CHU2277 單一輸入雙輸出倍頻器，將 Pout1 及 Pout2 分別作為 LO 及 RF 使用配合 CHM2179a 混頻器及自偏壓環形混頻器，以期改善輸出功率過小的問題。

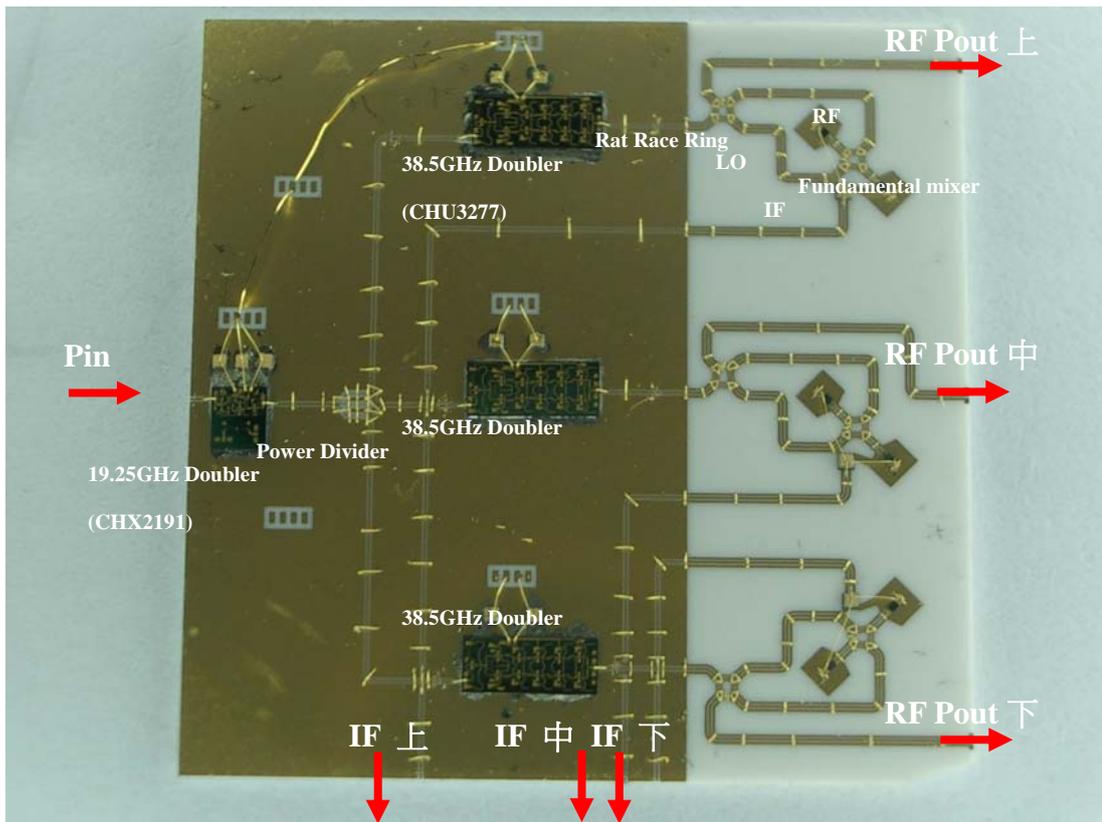


圖 2-24 一版整體電路圖

【二版】組成元件:倍頻器(CHX2191、CHU2277)，三路功率分配器，twist Rat race ring，混頻器(CHM2179a)；偏壓條件:+5V、-5V、Pin = 2 dBm。圖 2-25 為其實體電路圖，圖 2-26 為量測結果。Conversion Loss 約為 17.5 dB、RF 輸出功率約為 0~1.22 dBm。

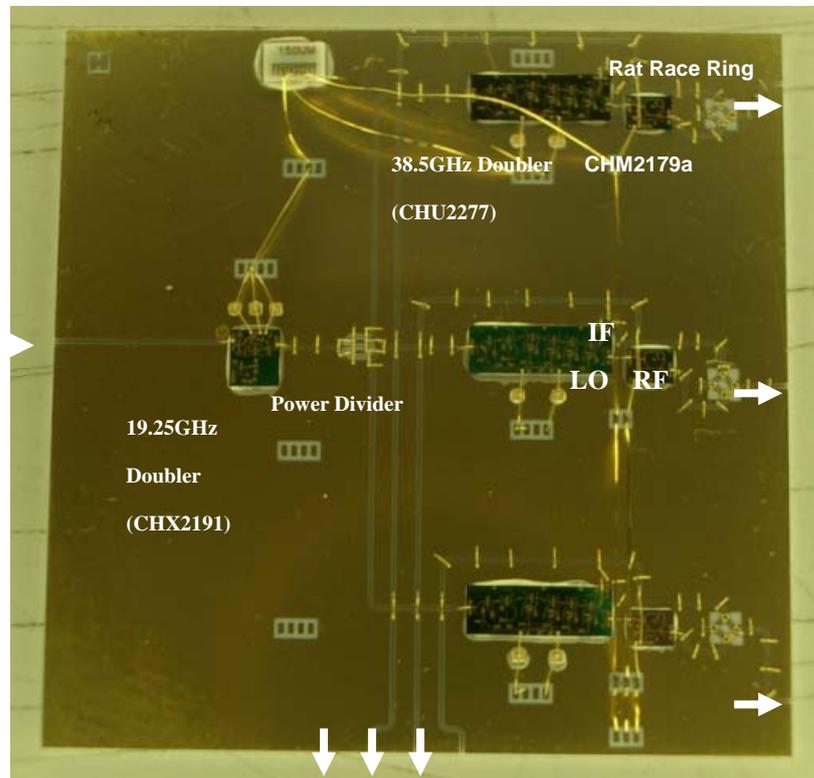
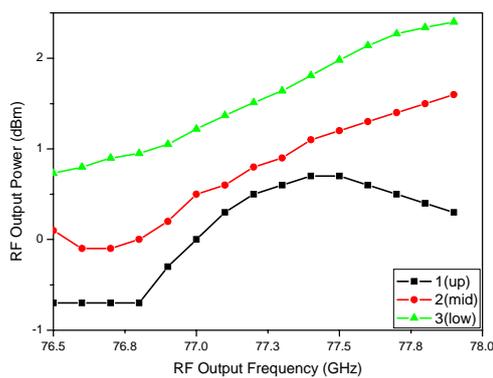
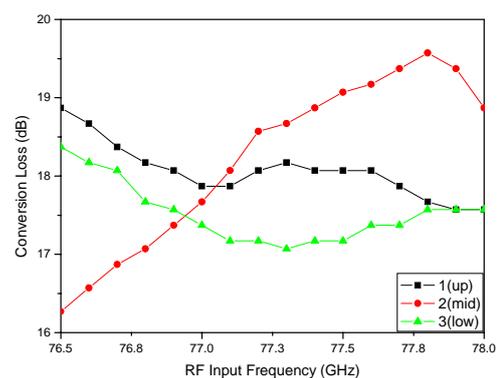


圖 2-25 二版整體電路圖



(a) RF Output Power



(b) Conversion Loss

圖 2-26 二版電路量測結果

【三版】組成元件:倍頻器(CHX2191、CHU2277)，三路功率分配器，twist rat race ring，偏壓式環形混頻器；偏壓條件:+5V、-5V、Pin = 2 dBm。圖 2-27 為其實體電路圖，圖 2-28 為量測結果。Conversion Loss 約為 19.5 dB、RF 輸出功率約為 0.4~1.1 dBm。

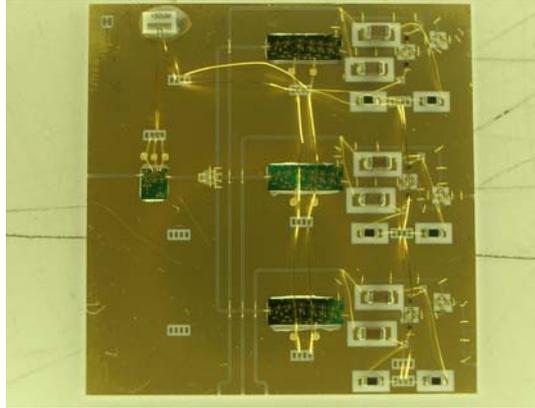


圖 2-27 三版整體電路圖

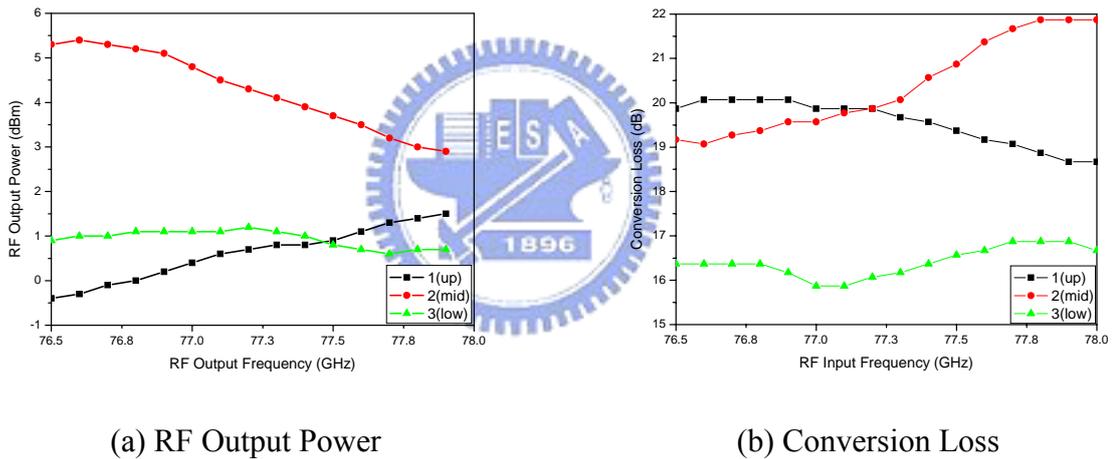


圖 2-28 三版電路量測結果

由以上三個版本的實驗結果,發現整體的電路效能主要的問題為 RF 輸出功率偏低、混頻器 Conversion Loss 偏高,除了電路本身的損耗以外可能是因為在 77 GHz 如此高頻段,打在 twist rat race ring 的 bond wire 造成的影響無法有效的掌握,而且其變異性太大,所以應該改採用可以少打 bond wire 的 ring;預期加大輸入功率(選擇功率增益較高之倍頻器)且改用一般環形 rat race ring 應可改善上述兩個問題。

【四版】組成元件:倍頻器(CHX2191、CHU3277)，三路功率分配器，CPW rat race ring，CHM2179a 混頻器(偏壓電路  $2.1\text{ K}\Omega$ ， $30\ \mu\text{F}$ )；偏壓條件:+5V、-5V、Pin = 3 dBm、三路中頻輸出各接  $10\ \mu\text{F}$  電容。圖 2-29 為其實體電路圖，圖 2-30 為量測結果。Conversion Loss 約為 20~23 dB、RF 輸出功率約為 5 dBm；RF 輸出功率有明顯改善，CL 仍然偏高。

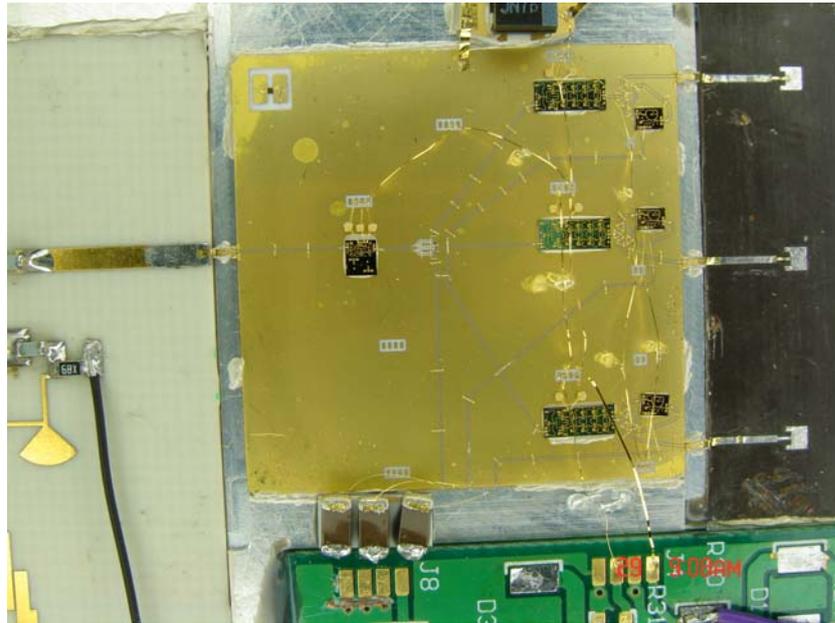
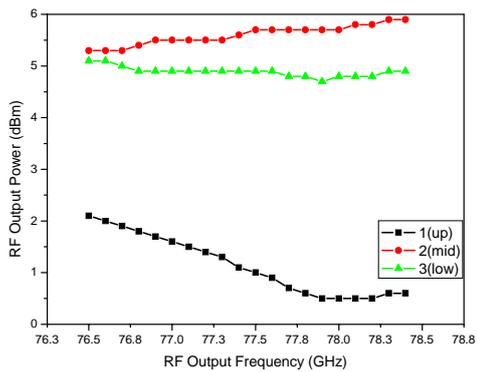
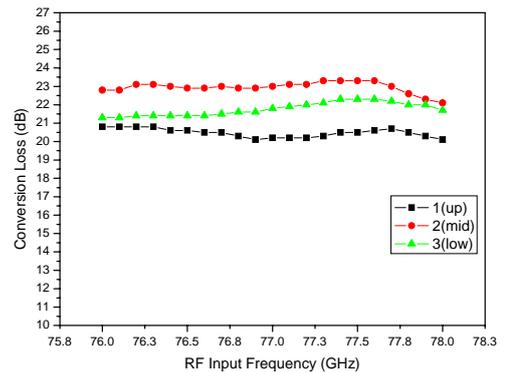


圖 2-29 四版整體電路圖



(a) RF Output Power



(b) Conversion Loss

圖 2-30 四版電路量測結果

【五版】組成元件:倍頻器(CHX2191、CHU3277)，三路功率分配器，CPW rat race ring，CHM2179a 混頻器(偏壓電路  $2.1\text{ K}\Omega$ ， $30\ \mu\text{F}$ )，CHA1077 LNA；偏壓條件:+5V、-5V、 $\text{Pin} = 3\ \text{dBm}$ 、三路中頻輸出各接  $10\ \mu\text{F}$  電容。圖 2-31 為其實體電路圖，圖 2-32 為量測結果。Conversion Loss 約為 9.3~13.3 dB、RF 輸出功率約為 3.2~4.4 dBm。如同預期 RF 輸出功率提高足夠饋入微帶天線發射，轉頻損失(CL)降低以利基頻訊號處理。

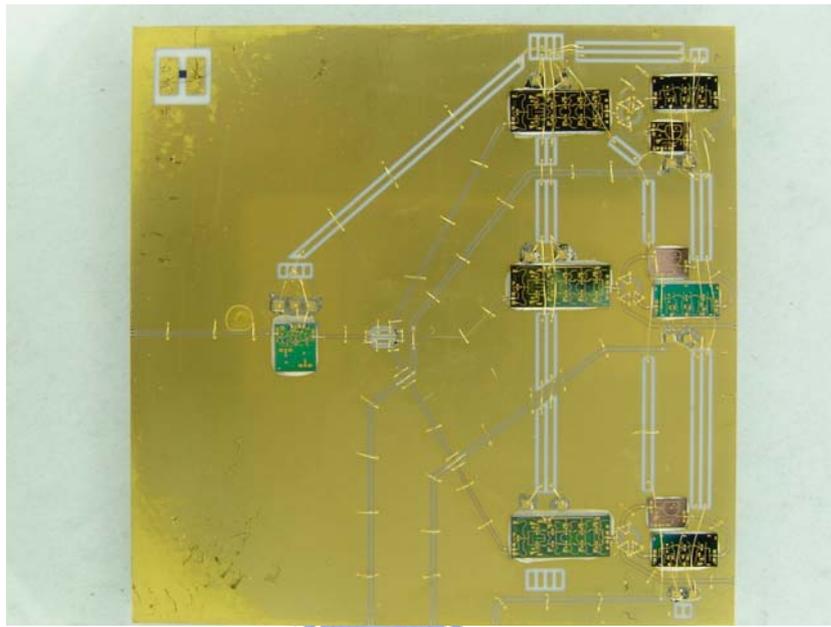
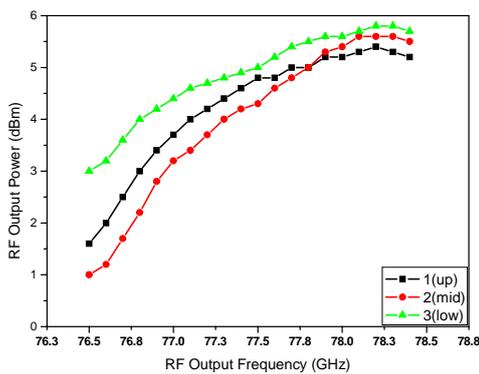
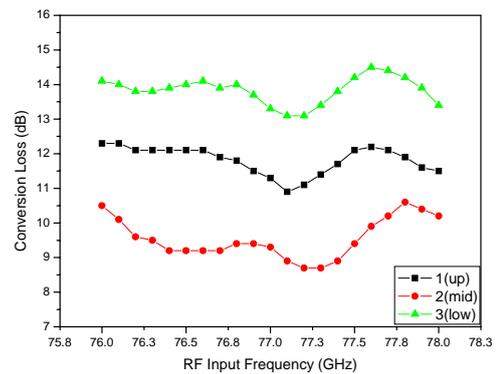


圖 2-31 五版整體電路圖



(a) RF Output Power



(b) Conversion Loss

圖 2-32 五版電路量測結果

### 第三章 Ku Band 移相器

#### 3.1 簡介

半導體移相器(semiconductor phase shifter)，此種元件之主要功能係藉由控制二極體的偏壓，達到改變行進中的電磁波的相位。事實上任何的電抗元件不論是以串聯或是並聯的形式與傳輸線連接後，都能夠產生相位偏移(phase shift)；正因為如此所以有無數種的電路組態都具有移相器的功能，可以產生相位偏移。但是一旦加入了介入損失(insertion loss)、反射損失(return loss)等限制條件後，實際可採行的電路組態就會變少。再進一步的限制條件有：電路尺寸、頻寬、每一顆變容二極體(varactor)能提供的相位偏移量。

圖 3-1 為相位與損耗的定義，定義相位前必須先有一參考相位，通常以訊號源( $V_0$ )的相位當作參考值，而不採用輸入訊號( $V_1$ )的相位作為參考。其原因是控制迴路並不會是完美匹配；因此當控制狀態(偏壓值)切換時，輸入訊號  $V_1$  的相位亦隨之變化。若一雙埠網路具有兩個控制狀態，且個別對應的傳播相位(Transmission Phase)為  $\Phi_1$  與  $\Phi_2$ ，則此雙埠網路的相位偏移量為  $\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2$ 。

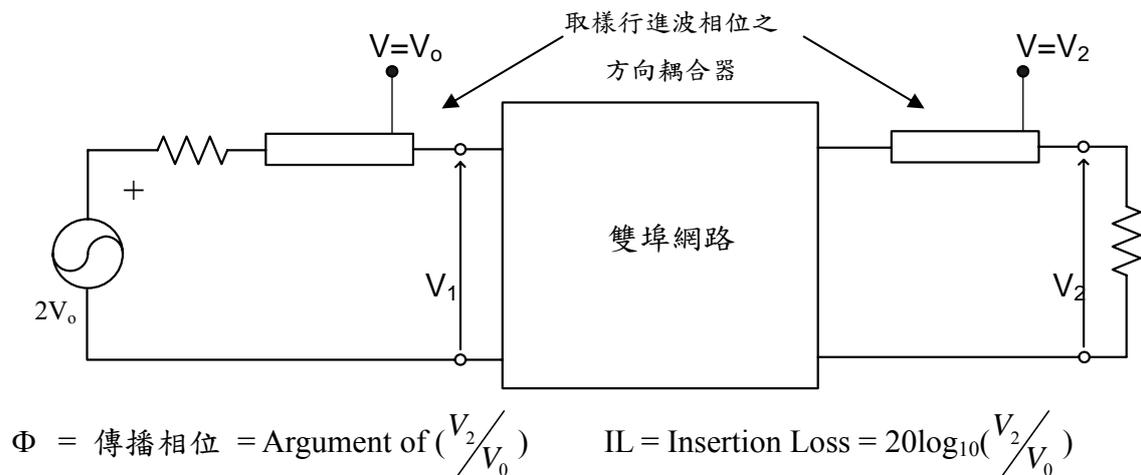


圖3-1 傳播相位與損耗的定義

圖3-2為傳播相位示意圖，圖中 $V_2$ 電壓波落後 $V_0$ 參考電壓波 $\frac{\pi}{2}$ 。

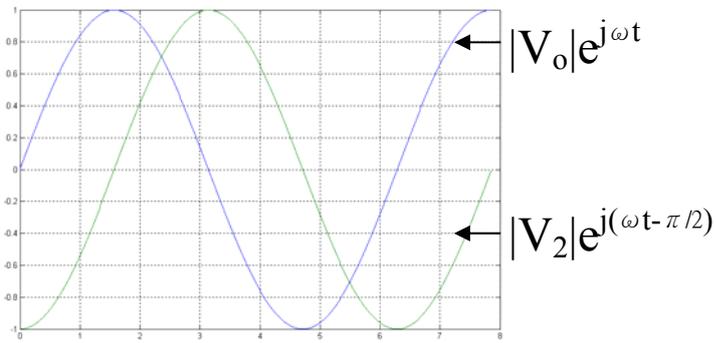


圖3-2 傳播相位示意圖

### 3.2 移相器原理

眾多移相器的設計中，以 $90^\circ$ 混成器(quadrature hybrid)配合壓控變容二極體(varactor)做為反射性負載(termination)的設計最為常見，如圖 3-3。“quadrature hybrid”係指耦合器的兩個輸出埠具有相等的大小與 $90^\circ$ 的相差，此現象正可用以設計移相器。

當訊號由埠(1)輸入送入 $90^\circ$ 混成器後，埠(3)沒有輸出，埠(2)、埠(4)會輸出相位差 $90^\circ$ 且均分輸入功率的訊號；埠(2)、埠(4)的訊號行進至壓控變容二極體後反射，再度進入 $90^\circ$ 混成器，此時埠(1)為破壞性干涉(相位差 $180^\circ$ )沒有輸出，埠(3)為建設性干涉有輸出訊號。因此只要利用一個 $90^\circ$ 混成器，配合任意具有壓控變容二極體的反射網路，就能設計出移相器。圖 3-4 為移相原理示意圖。

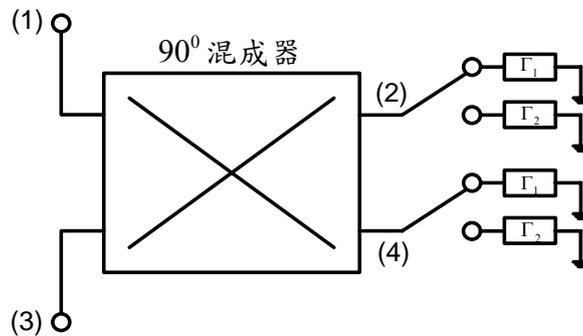


圖 3-3 反射式移相器

採用圖 3-3 的電路設計具有下列優點：

- 1) 使用的二極體數目最少，一組移相器只需兩顆變容二極體。
- 2) 適當的設計負載電路(termination circuit)，可達到任意的相位偏移。
- 3) 只需對 $90^0$ 混成器作匹配。
- 4) 可以針對相位偏移對頻率(phase shift-versus-frequency)、兩個偏壓狀態的介入損失平衡度、功率承載能力等對負載電路作最佳化的設計。

用於設計移相器的耦合器必須具有下列特性：

- 1) 能對兩個輸出端埠提供均分(3 dB)的輸出功率。
- 2) 兩個輸出端埠的訊號必須具有 $90^0$ 的相位差。

具有 3 dB、 $90^0$  特性的耦合器，且可以 TEM 傳輸線型式實現的電路至少有下列三種，並且都能以平面電路(微帶線、CPW...)實現，如圖 3-5：

- 1) 分枝線混成器： $90^0$  相位差、兩輸出端埠等分功率、輸入匹配、指向性...等特性，只在中心頻(當所有線段長度為 $90^0$ 時)時才能完美的實現，所以頻寬受限約只有 5~10%，環的總長度為 $(\lambda/4) \times 4$ 。
- 2) 岔路環混成器：因為兩輸出端埠之相位差並非 $90^0$ 而是 $180^0$ ，所以需在一輸出端埠加上 $90^0$ 的傳輸線調整參考平面，頻寬約略大於分枝線耦合器之頻寬，環的總長度為 $(\lambda/4) \times 7$ 。
- 3) 耦合線混成器：此頻寬為三者中最大，除了兩輸出端埠等分功率的特性只在中心頻時才能完美的實現外，其餘特性如：兩輸出端埠間的 $90^0$ 相位差、方向性等...與頻率無關。實際上耦合線耦合器的端埠需要不連續面(junction)與傳輸線作連接，因此前述與頻率無關的特性仍舊會受頻率影響。另外由於製程上的限制，低介電常數基板時不易實現 3 dB 之耦合量。

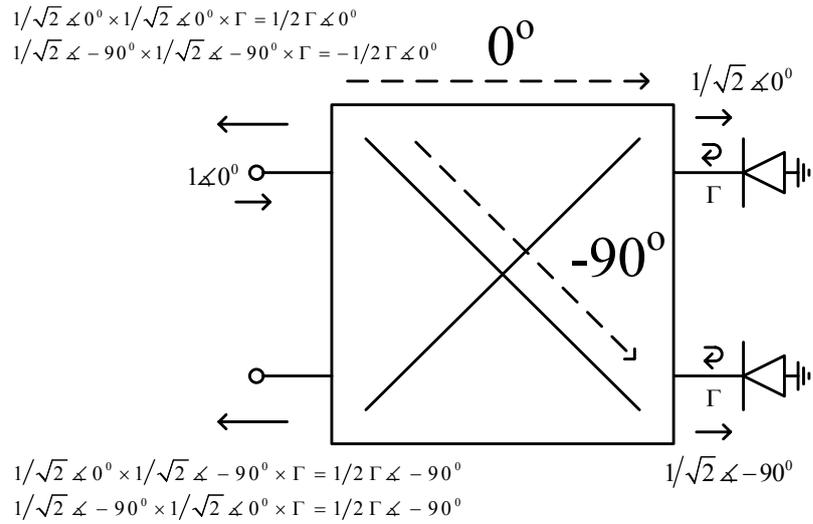


圖 3-4  $90^\circ$  混成器之移相原理示意圖

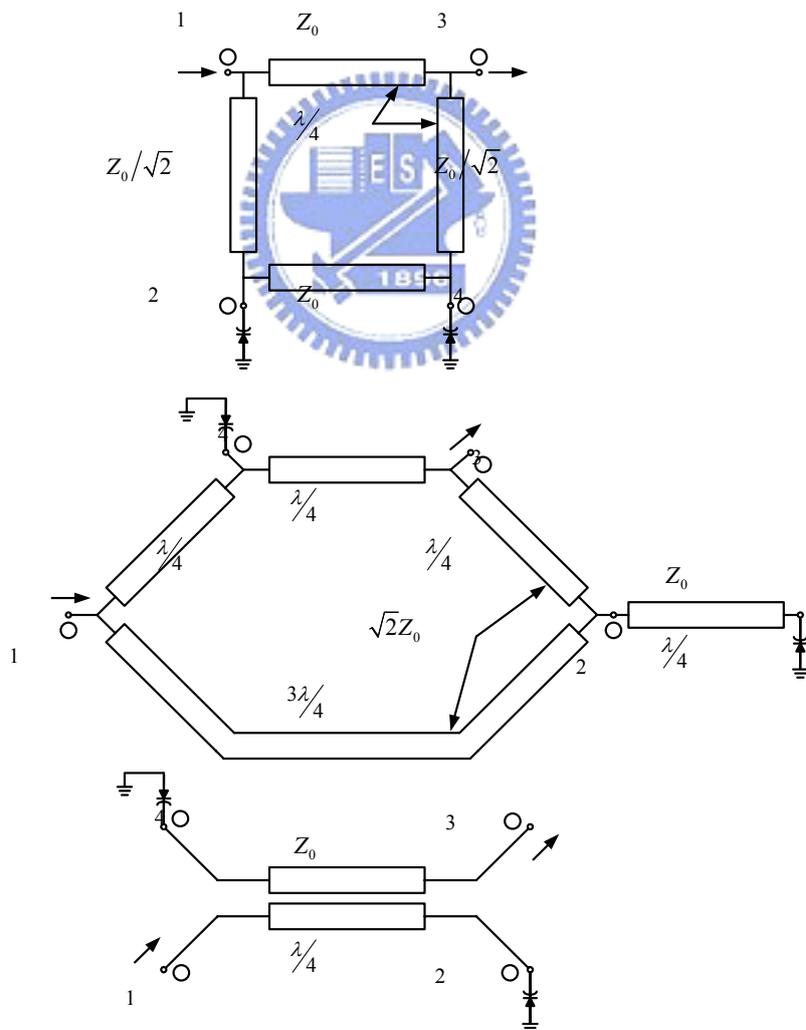


圖 3-5  $90^\circ$  混成器之移相器幾種可能架構

### 3.3 移相器電路設計與量測

在考慮過整體電路尺寸及製程問題後，本文決採用分枝線混成器配合壓控變容二極體做為反射性負載，設計移相器。整體電路製作在厚度為 20 mil、介電係數為 3.38 的 RO4003 基板上，設計初期暫由網路分析儀直接導入兩個控制狀態所需偏壓，操作頻率範圍 12.2~12.7 GHz，中心頻率為 12.45 GHz。目標效能為兩個控制狀態(0V、10V)下達到 $120^{\circ}$ 的相位偏移量。

#### 3.3.1 變容二極體與負載電路

反射式移相器的功能大半決定於壓控變容二極體的效能，適用的變容二極體必須能在操作的頻率範圍內，滿足下列條件：

- 1) 對兩個控制狀態提供足夠大且相近的反射量，若此整體反射式移相器的介入損失才可接受。
- 2) 對兩個控制狀態提供足夠大的初始反射角度差，以利爾後負載電路的設計。

本文採用 Metelics, Inc 之 MGV-125-09-0805 壓控變容二極體，量測二極體在兩個控制狀態下的反射係數其方法如圖 3-6。製作兩條特性阻抗為  $50\Omega$  的傳輸線，長度分別為  $L$  與  $2L$ ，前者與二極體串聯後量測其  $S_{11a}$ 、後者量測其  $S_{21b}$ ，可得反射係數  $R = S_{11a} / S_{21b}$ ，兩個控制狀態(0V、10V)的反射係數皆以此方法取得。

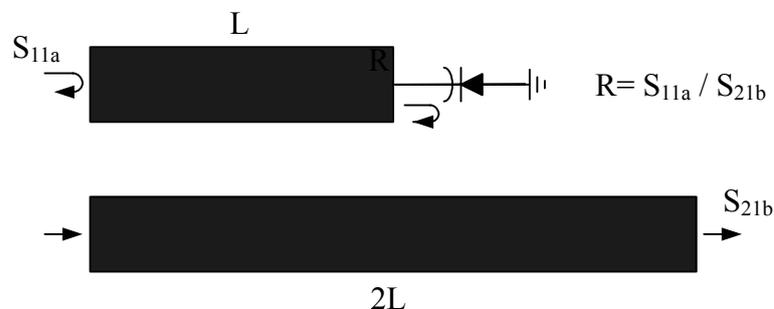


圖 3-6 二極體反射係數量測方法

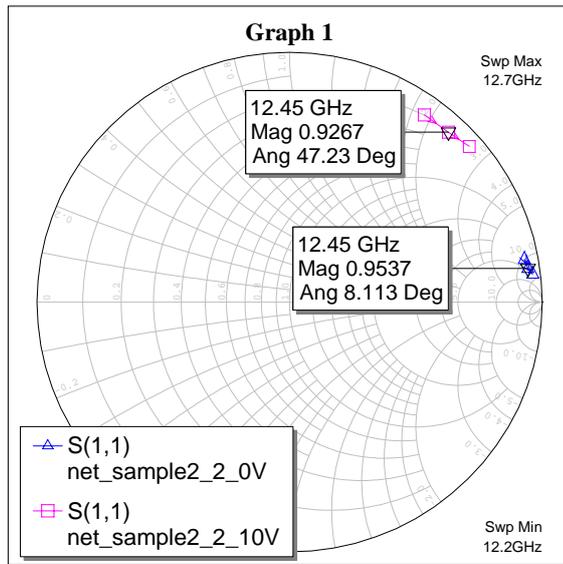


圖 3-7 二極體反射係數量測結果

圖 3-7 為反射係數量測結果，兩個控制狀態的反射係數大小介於 0.93~0.95，初始反射角度差約為  $40^{\circ}$ 。將兩個控制狀態之反射係數的量測數據(包括 12.2、12.45、12.7 GHz)，輸入電路模擬軟體設計負載電路。首先加上一小段特性阻抗為  $50\Omega$  的傳輸線，藉以旋轉兩個控制狀態之反射係數，轉到對稱於 Smith Chart 圖的實數軸，此一步驟稱為“轉正”，如圖 3-8。最後加上一段四分之一波長阻抗轉換器，加大兩個控制狀態之反射係數的角度差值，使得角度差達到目標偏移量  $120^{\circ}$  以上，即完成負載電路的設計，如圖 3-9。

設計負載電路的過程中需注意，雖然加上特性阻抗值越高的四分之一波長阻抗轉換器，可以得到越大的相位偏移量，但是必須付出的代價是負載電路的反射量變少，反射係數往 Smith Chart 圓心移動。因為特性阻抗值越高的傳輸線其損耗也越高，最後可能導致整體移相器的介入損失太大，另外需要注意高特性阻抗的細線，在製程上有其極限。

表 3-1 為負載電路相位偏移量模擬結果，預期在中心頻時兩個控制狀態之相位偏移量可達  $135^{\circ}$ 。

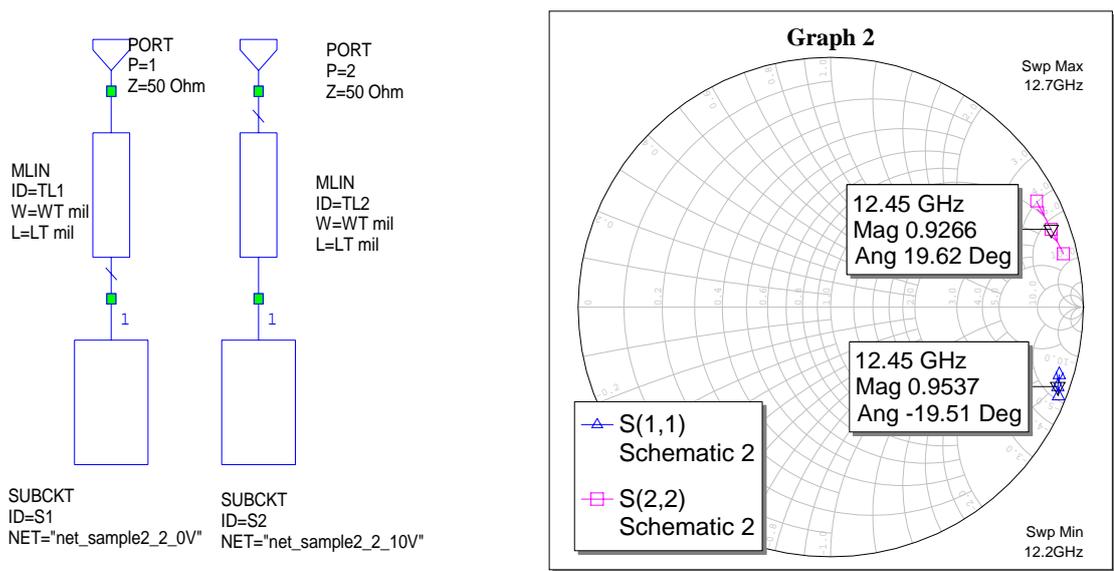


圖 3-8 轉正反射係數

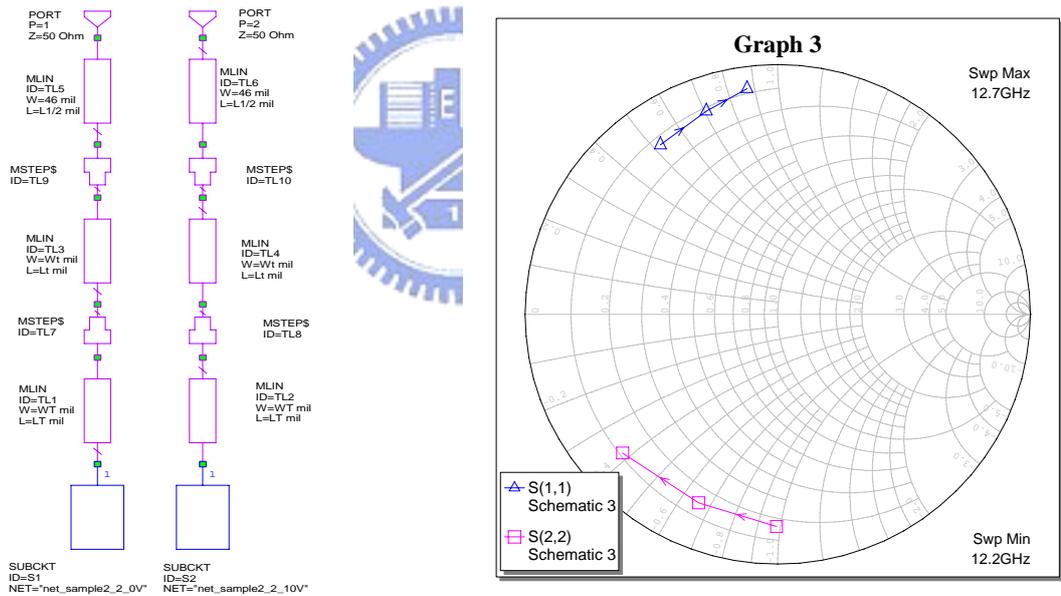


圖 3-9 負載電路相位偏移量模擬結果

表 3-1 負載電路相位偏移模擬結果

	12.2 GHz	12.45 GHz	12.7 GHz
相位偏移量	140 <sup>0</sup>	135 <sup>0</sup>	125 <sup>0</sup>

### 3.3.2 分枝線混成器

分枝線混成器屬於 $90^\circ$ 耦合器的一種，其工作原理已在先前內容敘述過，故在此略過，僅附上實體電路圖與量測結果。在中心頻附近兩輸出端埠之介入損失，約為-3.4 dB，若扣除 SMA 接頭的損耗後實際的介入損失會更接近-3 dB，輸出訊號相位相差達 $88^\circ$ ，相當接近理論值 $90^\circ$ 。

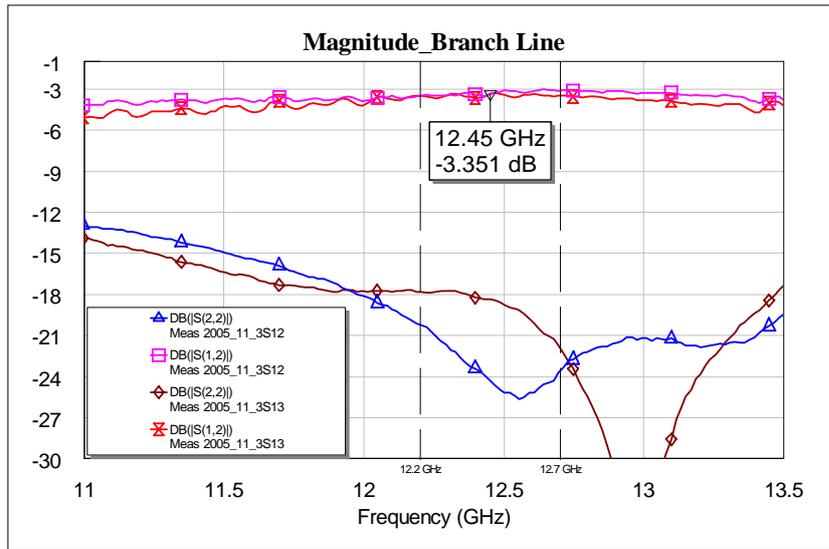


圖 3-10 分枝線混成器量測結果

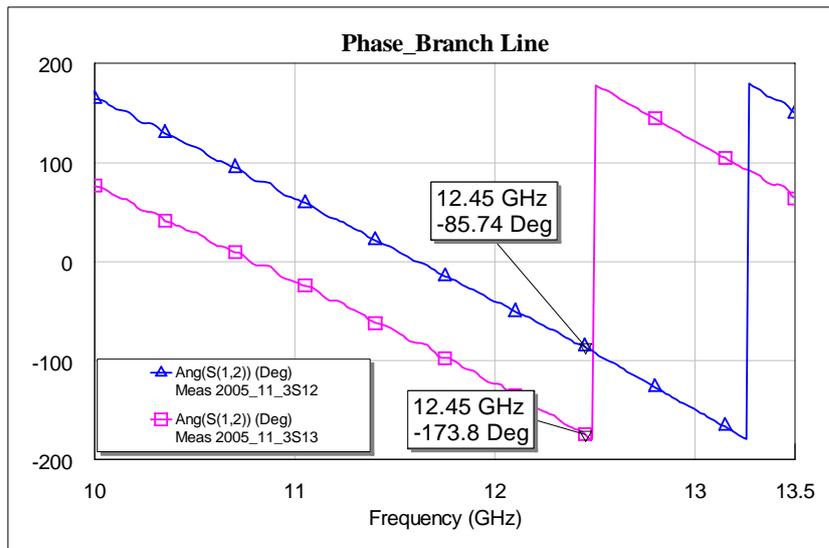


圖 3-11 分枝線混成器輸出相位量測結果

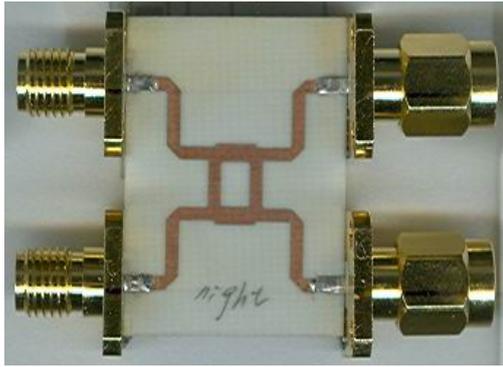


圖 3-12 分枝線混成器實體電路

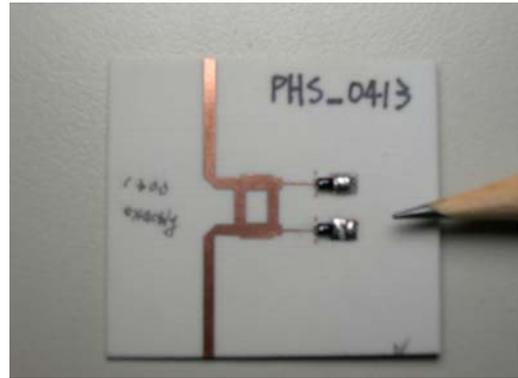


圖 3-13 移相器實體電路

### 3.3.3 移相器

將分枝線混成器的兩輸出端埠，直接接上先前已設計好的負載電路與壓控變容二極體，即完成反射式移相器的設計如圖 3-13。因為要量測絕對傳播相位，所以量測前需作 TRL 校正，將參考平面移動到實際設計位置。移相器兩控制狀態的介入損失與相位偏移量，如表 3-2、表 3-3，頻寬內反射損失皆低於-25 dB、相位偏移量已達 $120^\circ$ 目標。

在電路 Layout 的過程中需注意，為了能夠始用夾具(Test Fixture)量測輸入、輸出訊號，需將分枝線分合波器的端埠加上轉折界面(junction)，此界面會影響 VSWR 需特別考慮，建議轉折界面的斜邊長度取 1.6~1.8 倍的傳輸線線寬，可得較低之 VSWR 值。

表 3-2 移相器介入損失量測結果

	12.2 GHz	12.45 GHz	12.7 GHz
0V	-2.84 dB	-2.96 dB	-3.03 dB
10V	-1.87 dB	-2.07 dB	-2.46 dB

表 3-3 移相器相位偏移量測結果與模擬結果比較

	12.2 GHz	12.45 GHz	12.7 GHz

模擬結果	140°	135°	125°
量測結果	118°	123°	126°

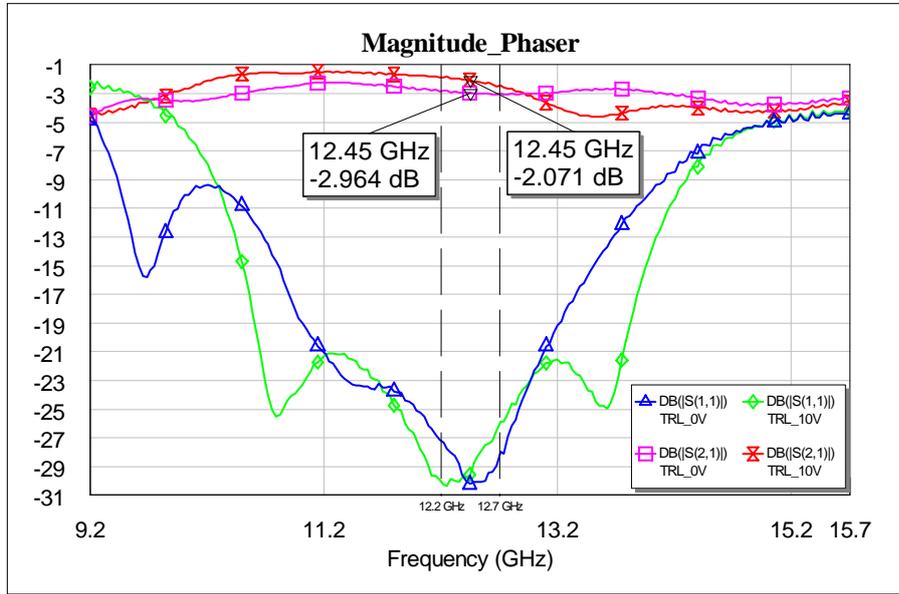


圖 3-14 移相器量測結果

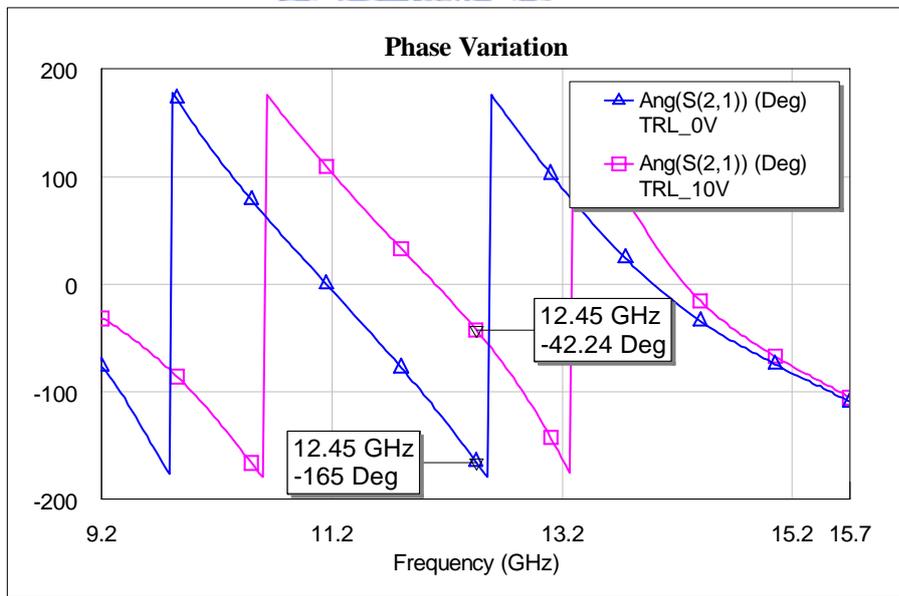


圖 3-15 移相器相位偏移量測結果

### 3.4 相位陣列天線之單位電路設計與量測

本文所提之反射式移相器，主要是為了開發直線型相位陣列天線而研製。此類天線的優越性為：充份利用訊號的空間方向性，藉由指向性天線加強訊號接收強度同時消除干擾。故此移相器的相位偏移量，必須滿足陣列天線主波束的切換範圍(Beamswitching)。相位陣列天線主體架構如圖 3-16，耦合線混成器由右往左，從 20 dB 耦合量逐漸增加。利用移相器將陣列天線主波束調整至特定接收俯仰角( $\theta$ )，天線接收之訊號再藉由耦合線混成器耦合至主訊號線上，因為每組移相器約有 2.5 dB 的介入損失，所以主訊號線末端需加上一個放大器將訊號損失的能量補償回來。一單位電路包括：移相器、耦合線混成器、相位延遲線，如圖 3-17。

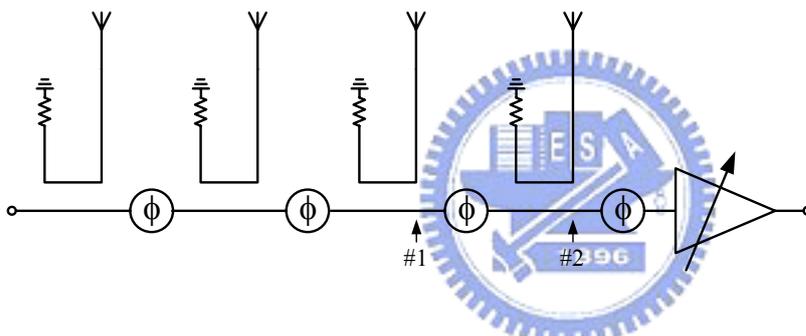


圖 3-16 相位陣列天線架構圖

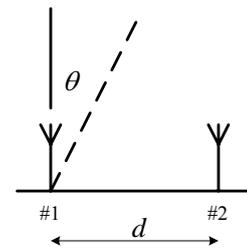


圖 3-17 陣列單位電路

由天線理論得知陣列因子(array factor)表示如下:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad (3.1)$$

$$\psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (3.2)$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\psi} \quad (3.3)$$

當  $\psi = 0$  時陣列因子可達最大值，表示天線陣列接收到可等相位(in phase)相加的訊號，使得接收訊號強度達到最大，令  $\theta_0$  為產生最大 AF 所對應的俯仰角  $\theta$ ，由(3.2)得：

$$\alpha = -\beta d \cos \theta_0 = -\frac{2\pi}{\lambda_0} d \cos \theta_0 \quad (3.3)$$

其中  $\alpha$  為主訊號線在兩根天線間之傳播相位差， $\lambda_0 = 2.41\text{cm}$  為自由空間的中心頻波長， $d = 2.5\text{cm}$  為兩根天線間距離，陣列主波束目標俯仰角 ( $\theta = 35^\circ \sim 60^\circ$ )。將  $\lambda_0$ 、 $d$ 、 $\theta_0$  等分別代入(3.3)式，可得與  $\theta_0$  對應之相位差值 ( $\alpha$ )，計算得陣列主波束目標俯仰角分別對應主訊號線相位差 ( $\alpha = -214.2^\circ \sim -323.4^\circ$ ， $\Delta\alpha = 109^\circ$ )。

由於先前已設計完成之移相器當中心頻操作時，兩控制狀態的相位偏移可達  $123^\circ$  大於  $\Delta\alpha$ ，故改採(0.5V、9.5V)為兩控制狀態。只要適當設計耦合線混成器、相位延遲線二者的傳輸相位，使得陣列單位電路兩控制狀態與  $\alpha$  分別滿足對應關係 ( $0.5\text{V} \rightarrow \alpha = -323.4^\circ$ 、 $9.5\text{V} \rightarrow \alpha = -214.2^\circ$ )，即可完成陣列單位電路的設計。

圖 3-19、表 3-4 為耦合線混成器量測結果，另外為了能採用 TRL 校正量測，故在單位實體電路的兩端埠另外加上兩個轉折界面。因兩轉折界面會增加額外的相位延遲，所以必須先量測其相位延遲，再對目標  $\alpha$  作修正。量測結果顯示轉折界面共額外增加  $-52.2^\circ$  的相位延遲，如圖 3-20。

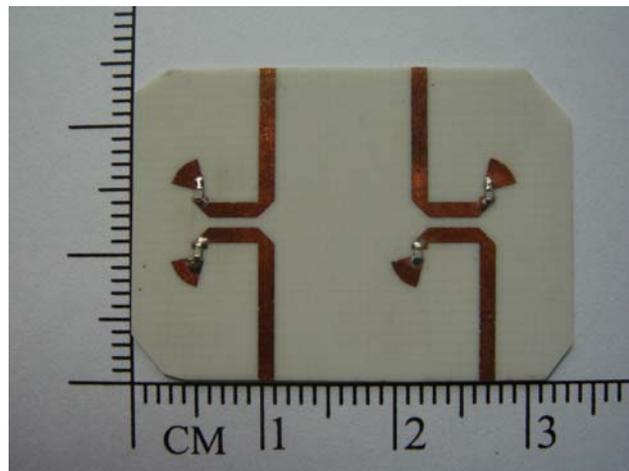


圖 3-18 (20dB)耦合線混成器實體電路

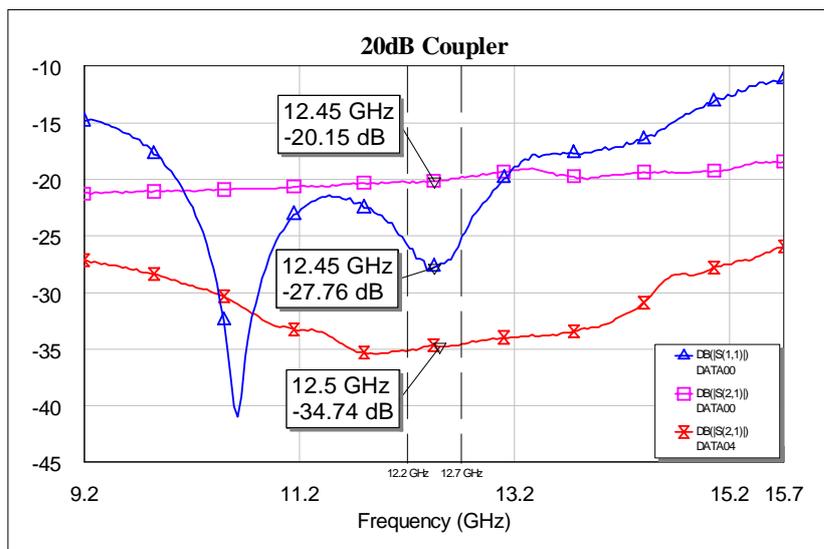


圖 3-19 (20dB)耦合線混成器量測結果

表 3-4 (20dB)耦合線混成器量測數據

	insertion loss		return loss
	coupleing port	isolation port	
dB	-20.2	-34.7	-27.8

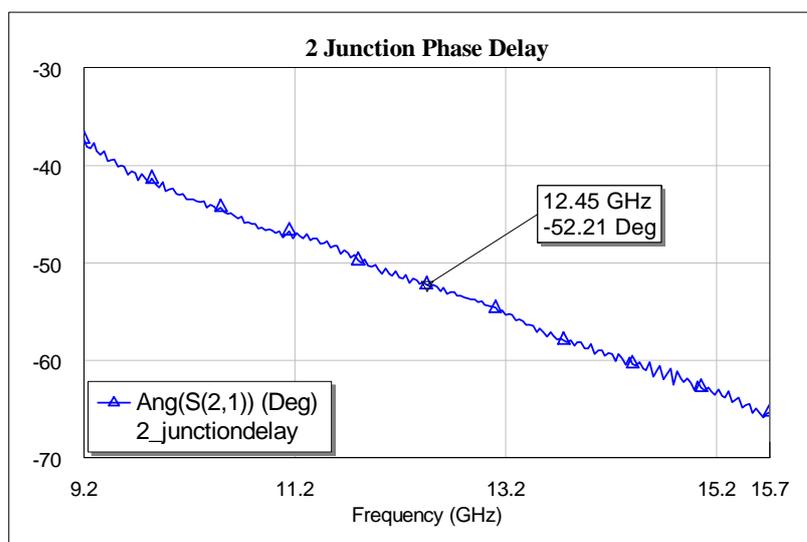


圖 3-20 兩轉折接面量測結果

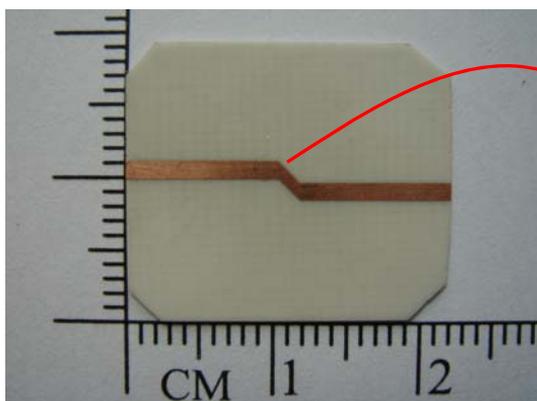


圖 3-21 兩轉折接面實體圖

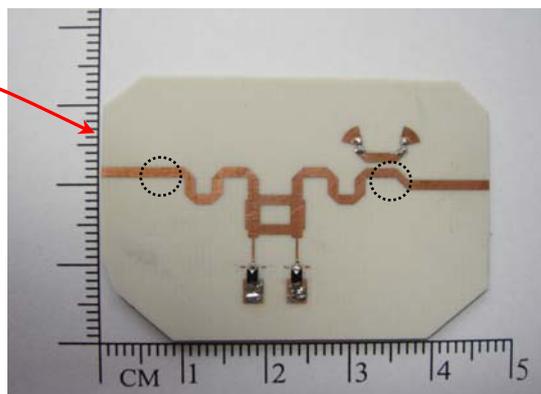


圖 3-22 陣列單位電路實體圖

修正後的目標  $\alpha$  值如下：

$$\alpha = (-52.2^\circ) + (-323.4^\circ) + 360^\circ = -15.6^\circ (@0.5V)$$

$$\alpha = (-52.2^\circ) + (-214.2^\circ) + 360^\circ = 93.6^\circ (@9.5V)$$

陣列單位電路量測結果如圖 3-23、圖 3-24

$$\alpha_m = -16.8^\circ (@0.5V)$$

$$\alpha_m = 94.6^\circ (@9.5V)$$

實作結果  $\alpha_m$  接近目標  $\alpha$  值，意謂陣列天線主波束可以指向特定的訊號方向上，完成方向性之波束形成(Beamforming)與波束切換(Beamswitching)，使得接收訊號強度達到最大的需求。兩控制狀態之介入損失、反射損失均在可接受範圍。

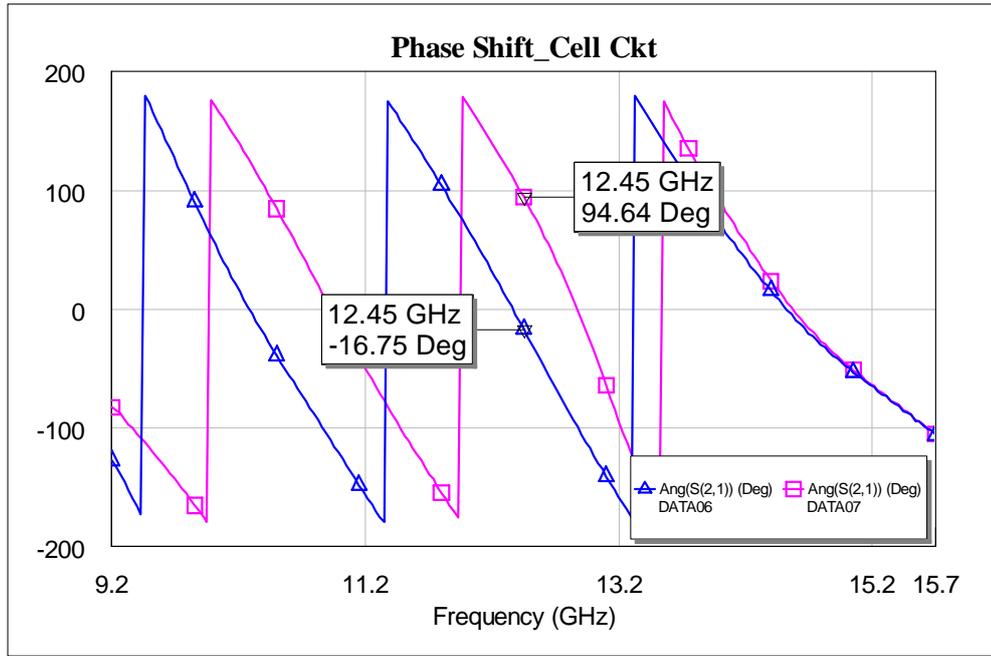


圖 3-23 陣列單位電路相位偏移量測結果

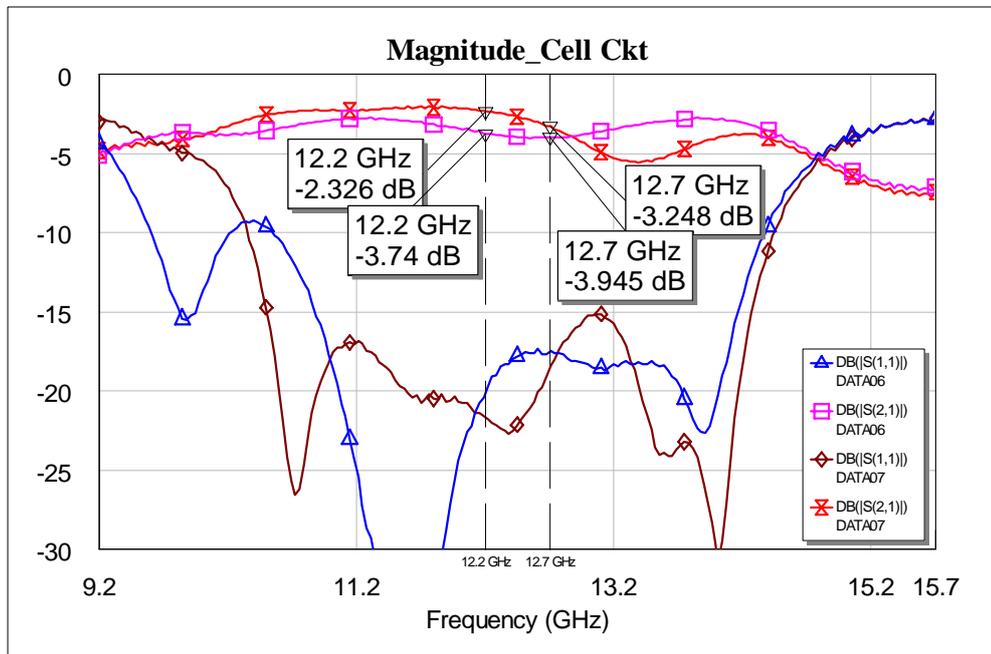


圖 3-24 陣列單位電路量測結果

## 第四章 結論

本文提出 77 GHz 防撞雷達前端系統和 12.45 GHz 移相器二種電路。第二章介紹防撞雷達前端系統的組成元件及整體設計、量測結果，研製過程共設計過五種版本，逐一解決 RF 輸出功率過低及轉頻損失(CL)過大的問題。為了使三路 RF 的輸出功率能夠盡量一致且降低導體損耗，在 Layout 上需把握對稱性與最短路徑原則。最後版本採用 V5\_2，偏壓條件:+5V、-5V、Pin = 3 dBm，表 4-1 為實作結果。77 GHz 防撞雷達此大型研發計劃，累積了許多張志揚老師與畢業學長、姊們多年的心血，為此特書誌之。

第三章介紹反射式移相器原理及實作結果並且實作了陣列天線單位電路，設計過程中有幾點需要特別注意：(1)為了確保每顆壓控變容二極體的一致性，使用前須先用 RLC Meter 將二極體分類、確認。(2)陣列天線的每一級耦合器的耦合量不同，造成每一級耦合到主線上的訊號相位稍有差異，此相位差異需要利用額外的延遲線補償。(3)為使 VSWR 在可接受範圍，建議轉折接面的斜邊長度取 1.6~1.8 倍的傳輸線線寬。表 4-2 和表 4-3 分別為反射式移相器與陣列天線單位電路實作結果。

表 4-1 防撞雷達五版電路實作結果

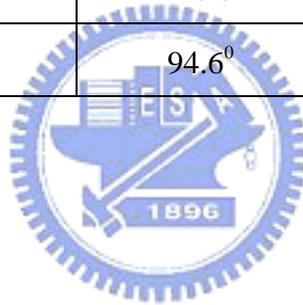
	上路	中路	下路
conversion loss (dB)	-11.3	-9.3	-13.3
RF output power (dBm)	3.7	3.2	4.4
電路尺寸大小	940milx940mil		

表 4-2 移相器實作結果

	12.2 GHz		12.45 GHz		12.7 GHz	
	0V	10V	0V	10V	0V	10V
介入損失(dB)	-2.84	-1.87	-2.96	-2.07	-3.03	-2.46
反射損失(dB)	< -25					
相位偏移量	118 <sup>0</sup>		123 <sup>0</sup>		126 <sup>0</sup>	

表 4-3 陣列單位電路實作結果

	$\alpha$	$\alpha_m$	介入損失(dB)	反射損失(dB)
0.5V	-15.6 <sup>0</sup>	-16.8 <sup>0</sup>	-3.93	-17.81
9.5V	93.6 <sup>0</sup>	94.6 <sup>0</sup>	-2.65	-22.12



## 參考文獻

- [1] David Pozar, *Microwave Engineering*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [2] E. J. Wilkinson, "An n-way hybrid power divider," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-8, pp116-118, Jan 1960
- [3] N. Nagai, E. Mackawa, K. Ono, "New N-way hybrid power dividers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-25, pp1008-1012, Dec.1977
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] Chun-Yi Wu, "Subharmonic Mixers and Frequency Doublers for 77GHz Application," 應用於 77GHz 之次諧波混頻頻器與倍頻器, 交通大學電信研究所 2004.
- [7] 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.
- [8] Hsiu-Chin Chang, "W-band Switch and Ka-band Power Divider," W 頻段倍開關與 Ka 頻段功率分配器研製, 交通大學電信研究所 2005.
- [9] Warren L. Stutzman Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, N. Y. 1998.
- [10] Joseph F. White, *Semiconductor Control*, 1977.