

# 國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

24GHz 連續波雷達系統設計與整合

Design and Integration of 24GHz CW Radar System



研究生：陳信全

指導教授：鍾世忠 博士

中華民國九十三年六月

# 24GHz 連續波雷達系統設計與整合

Design and Integration of 24GHz CW Radar System

研究生：陳信全

Student：Shin-Chiuan Chen

指導教授：鍾世忠 博士 Advisor：Dr. Shyh-Jong Chung

國立交通大學

電信工程學碩士班



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 2004

HsinChu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

# 24GHz 連續波雷達系統設計與整合

研究生：陳信全

指導教授：鍾世忠 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

## 中文摘要



本篇論文在設計 24GHz 連續波雷達，包括 12GHz 放大器，利用最大增益匹配，其增益為 13dB，而 12GHz 至 24GHz 之二倍頻器利用傳統的二分之波長短路支線與開路支線的架構，在輸入功率為 5dB 以下時有正的轉換增益，以及擁有傾斜場型的漏波天線天線陣列，利用單端饋入，其天線增益為 15 dBi，傾斜角為 60 度(水平仰角為 30 度)，半功率波束寬為 15 度，且在 60 度的平面有 18 度的半功率波束寬，最後於實驗室中實作並驗證其功能，再加入既有的震盪器以及混波器，進行整合。最後完成之連續波雷達其最大 EIRP 為 23dBm，為驗證雷達的功能，於車機上安裝雷達並進行實驗，可以清楚的接收到目標物所反彈回的都卜勒信號。本篇論文將詳述放大器，被頻器以及天線的原理，以及電路的模擬與實作。

# Design and Integration of 24GHz CW Radar System

Student : Shin-Chiuan Chen      Advisor : Dr. Shyh-Jong Chung

## Abstract

A 24GHz CW Radar has been demonstrated in this thesis. This radar consists of 12GHz Amplifier, 12GHz-24GHz frequency doubler and 24GHz leaky-wave antenna. Total CW radar has been integrated with rest two components, 12GHz DRO and 24GHz bypass mixer. 12GHz Amplifier has 13dB gain with maximum gain matching method. 12GHz-24GHz frequency doubler with open-short stub has positive conversion gain while input power is less than 5dBm. Leaky-wave antenna has 60 degree tiled-beam (30degree from horizontal plane), 15 dBi gain, 16 degree HPBW and 18 degree HPBW in the cut at 60 degree. Final version of CW radar has 23dBm EIRP. The function of CW radar is demonstrated indoors and outdoors. Principles, simulation and fabrication of circuits are described in this thesis.

## 致謝

首先要感謝的是老師，能夠依照個人的興趣給予發展，同時對於個人的想法有極大的包容，當然也有相當嚴格的要求，受到了老師以身作則的影響，大家都兢兢業業，不斷的在這個領域學習，我想，我個人最大的收穫就是老師對各方面都能充滿活力且努力去面對，相信對我的未來相當的有幫助。

同時也要感謝施俊仰、陳南君、吳杰霖和蕭志軒學長，陳凱得、陳揚裕、林俊甫、何丹雄、王雅瑩、鄭怡力、李明洲和廖仲憶同學，王侑信、陳清文、吳民仲和邱佩如等學弟妹，還有助理尹佑正，大家都能在實驗室中互相學習，互相討論，時常能夠激出平常想不到的想法。其中最要感謝的是吳杰霖學長和何丹雄同學，他們帶領著如同門外漢的我一步一步走進微波的世界，許許多多的小技巧都是書本上沒有的，只能靠著他們一點一滴的教導我，在連續波雷達中，他們也製作了舉足輕重的元件，因此，若是沒有他們的幫助，也不會有這一篇論文的誕生。

最後要感謝我的父母以及我的女朋友湯湘芸，給我不斷的支持與鼓勵，讓我完全沒有後顧之憂，而能盡情的學習。



# 目錄

中文摘要.....	3
英文摘要.....	4
致謝.....	5
目錄.....	6
圖表.....	7
第一章 簡介.....	11
1-1 前言.....	11
1-2 雷達系統的性能要求.....	14
1-3 論文摘要.....	15
第二章 基礎理論.....	16
2-1 放大器原理.....	16
2-2 倍頻器.....	29
2-3 漏波天線.....	34
2-4 雷達系統.....	37
第三章 模擬、實作與量測.....	39
3-1 放大器模擬、實作與量測.....	39
3-2 倍頻器模擬、實作與量測.....	43
3-3 漏波天線模擬、實做與量測.....	51
3-4 雷達系統模擬、實作與量測.....	70
3-5 雷達測試.....	80
第四章 結論.....	83
參考.....	85

## 圖表

表 1.1.1 感測系統的比較 ( ×: poor ? :good ) .....	12
圖 1.2.1 感測區域 ( 灰階部分 ) 示意圖 .....	14
圖 2.1.1 微波放大器模型 .....	17
圖 2.1.2 史密斯圖與穩定圖 .....	21
圖 2.1.3 史密斯圖與穩定圖 $  C_L  - r_L  < 1$ .....	22
圖 2.2.1 倍頻器模型 .....	29
圖 2.2.2 class-A 偏壓 .....	31
圖 2.2.3 class-AB 偏壓 .....	32
圖 2.2.4 class-B 偏壓 .....	32
圖 2.2.5 各諧波與責任週期之關聯 .....	33
圖 2.3.1 漏波天線模型 .....	34
圖 2.3.2 表面波模態之傳播常數 .....	34
圖 2.3.3 低階模態之正規化傳播常數 .....	35
圖 2.3.4 洩漏波模態之傳播常數 .....	35
圖 2.4.1 連續波雷達發射機示意圖 .....	37
圖 3.1.1 NE32584c 偏壓於 $V_{ds} = 2V$ $I_{ds} = 20mA$ .....	39
圖 3.1.2 電晶體所量測之穩定度 .....	40
圖 3.1.3 放大器模擬電路圖 .....	40
圖 3.1.4 放大器模擬結果 .....	41
圖 3.1.5 放大器量測結果 .....	41
圖 3.1.6 放大器實體電路圖 .....	42
圖 3.2.1 NE32584c 大信號模型 .....	43
圖 3.2.2 短路支線電路圖 .....	44
圖 3.2.3 短路支線之模擬結果 .....	45

圖 3.2.4 開路支線及偏壓電路 .....	45
圖 3.2.5 開路隻線及偏壓電路模擬結 .....	46
圖 3.2.6 倍頻器輸出功率之模擬 .....	47
圖 3.2.7 倍頻器轉換損耗之模擬 .....	47
圖 3.2.8 倍頻器一倍頻壓抑之模擬(輸入 0dBm) .....	48
圖 3.2.9 倍頻器輸出功率對輸入功率之量測 .....	48
圖 3.2.10 倍頻器轉換損耗對輸入功率之量測 .....	49
圖 3.2.11 倍頻器一倍頻壓抑之量測(輸入-2dBm) .....	49
圖 3.2.12 倍頻器實體電路圖 .....	50
圖 3.3.1 漏波天線之 3D 場型 .....	51
圖 3.3.2 漏波天線場型之 y-z 面 .....	52
圖 3.3.3 單端饋入示意圖 .....	53
圖 3.3.4 寬 3.86mmX 長 20mm .....	53
圖 3.3.5 寬 3.86mmX 長 40mm .....	54
圖 3.3.6 寬 3.86mmX 長 60mm .....	54
圖 3.3.7 寬 3.8mmX 長 20mm .....	55
圖 3.3.8 寬 3.8mmX 長 40mm .....	55
圖 3.3.9 寬 3.8mmX 長 60mm .....	56
圖 3.3.10 寬 3.7mmX 長 20mm .....	56
圖 3.3.11 寬 3.7mmX 長 40mm .....	57
圖 3.3.12 寬 3.7mmX 長 60mm .....	57
圖 3.3.13 寬 3.6mmX 長 20mm .....	58
圖 3.3.14 寬 3.6mmX 長 40mm .....	58
圖 3.3.15 寬 3.6mmX 長 40mm .....	59
圖 3.3.16 天線場型傾斜角與長度的關係圖(24.125GHz) .....	60
圖 3.3.17 半功率波束寬與長度的關係圖(24.125GHz) .....	60

圖 3.3.18 背向波束與主波束之比例關係(24.125GHz) .....	61
圖 3.3.19 SLL 與長度的關係(24.125GHz) .....	61
圖 3.3.20 天線增益與長度的關係(24.125GHz) .....	62
圖 3.3.21 天線增益與長度的關係(線性趨勢).....	62
圖 3.3.22 漏波天線邊緣之漏電場 .....	64
圖 3.3.23 漏波天線之實體圖 .....	65
圖 3.3.24 單一天線之 S11 模擬結果 .....	65
圖 3.3.25 單一天線之 S11 量測結果 .....	66
圖 3.3.26 天線陣列(x4)之 S11 量測結果.....	66
圖 3.3.27 天線陣列(x4)之模擬場型.....	67
圖 3.3.28 天線陣列(x4)之量測場型.....	67
圖 3.3.29 天線陣列於 30 度角切面之場型 .....	68
圖 3.3.30 漏波天線之 3D 場型 .....	69
圖 3.4.1 DRO 震盪器輸出功率.....	70
圖 3.4.2 DRO 震盪器的相位雜訊.....	71
圖 3.4.3 DRO 振盪器電路圖 .....	71
圖 3.4.4 旁路混波器架構 .....	72
圖 3.4.5 雷達架構圖 .....	72
圖 3.4.6 放大器與倍頻器串接測試 .....	73
圖 3.4.7 發射機測試第一版 .....	74
圖 3.4.8 發射機測試第二版 .....	74
圖 3.4.9 發射機測試第二版頻譜 .....	75
圖 3.4.10 24.125GHz 發射信號之相位雜訊.....	75
圖 3.4.11 連續波雷達第一版.....	76
圖 3.4.12 連續波雷達第二版 .....	77
圖 3.4.13 連續波雷達第二版 .....	77

圖 3.4.14 連續波雷達之 EIRP .....	78
圖 3.4.15 連續波雷達加上底座 .....	78
圖 3.4.16 連續波雷達加上外殼 .....	79
圖 3.5.1 連續波雷達第一版之車機裝設情形 .....	80
圖 3.5.2 所測量速度之比較 .....	81
圖 3.5.3 雷達所接收之都卜勒信號(低速).....	81
圖 3.5.4 雷達所接收之都卜勒信號(高速).....	82



# 第一章 簡介

## 1-1 前言

近幾年來，隨著經濟的快速發展，機動車輛已成為國民生活上移動之主要交通工具，也成為實現富裕之社會環境、發展經濟活動、文化活動中不可或缺之現代社會產物。然而，在機動車輛數目快速增長的同時，相伴而來的有交通事故與車禍傷亡人數增加等問題，因此世界許多先進國家與各大車廠都將車輛的安全問題看成是重要的民生課題，並積極地尋求如何將先進的科技運用在車輛上以提昇車輛行駛時的安全性能，以求能夠減少事故以及傷亡的發生。

先進車輛控制與安全系統是達成全智慧型運輸系統功能之重要且不可或缺的部分。並由於是車裝設備，未來之市場需求將不可限量。在此車裝系統中，「汽車防撞雷達」( Collision Avoidance Radar, CAR) 為其核心組件之一。汽車防撞雷達的目的在輔助人類感測能力的不足，主要是利用先進的通訊、控制與資訊科技，偵測車輛週遭的動態狀況，如其他車輛、行人、或路上障礙物的相對位置、速度與加速度等訊息，並適時通知駕駛人採取必要措施（如加速、減速或保持車道等），以防止發生撞擊，增進車輛駕駛的安全性與舒適度。

在側邊防撞系統方面，由於後視鏡和側視鏡有角度上的盲點(Blind-spots)，使得駕駛人在變換車道時無法正確地判斷變換車道的安全性，駕駛人往往會短暫地轉移前視的注意力到汽車側後方去確定是否有危險性。除此之外，下雨天和夜晚時能見度變差，降低了後視鏡和側視鏡的功能。為了提高行車的安全性，有多種感測系統可用來輔助駕駛人在汽車盲點上做安全的判斷，如利用聲波（超音波）、光波（可見光、雷射光、紅外線）、影像處理、或微波 / 毫米波技術等，然而何種技術較適合發展側視防撞雷達則主要決定於實際使用時的環境狀況。此雷達必須能在各種常見的天候狀況，包括雨天、下雪天及起霧的天氣下有效工作。同時當雷達表面因天候環境的影響而有水氣、薄冰凝結、甚或沙塵、污泥覆蓋時，其功能不能驟降，必須還能維持一定的水平。表 1.1 描述了各系統的優缺點[1.1]，

超音波在測距和測速上較其他系統差，實現整個系統所需要的體積較其他系統大，此外空氣介質對聲波有很大的影響，所以超音波抗天候環境的能力較弱，紅外線及雷射光雖然在某種程度上能穿透霧氣及水氣，但當雷達表面有積塵時，穿透能力將大受影響；可見光受天候的影響更是明顯。微/毫米波技術則可滿足上述需求，一方面因其對雨滴、霧氣、沙塵的穿透力較紅外線、雷射光及可見光強，另一方面因其頻率高、波長短，因此雷達體積小。在價錢成本方面，在技術和製程進步下必定可以克服現在成本過高的問題，所以雷達是各系統中較適合用來做汽車防撞的系統。

	Ultrasonic	Infra-red	Video	Radar
Range	×	∨ ∨	∨ ∨	∨ ∨
Range Accuracy and Resolution	∨	∨	∨	∨ ∨
Angular Accuracy and Resolution	Multisensor	Multibeam	∨ ∨	∨
Static/Dynamic Detection	∨	∨ ∨	∨ ∨	∨
Object Range Rate/Velocity	××	∨ ∨	∨	∨ ∨
Object Size/Extent Estimate	××	∨ ∨	∨ ∨	∨
Obscuration	∨	××	××	∨ ∨
Size/Packaging	×	∨	∨	∨
Cost	∨	∨	∨	×
Technology maturity	∨	∨	∨	∨

表 1.1.1 感測系統的比較 ( ×: poor ∨ :good )

汽車防撞雷達的設計主要包括電路與天線兩部分，目前各先進國家所發展的汽車防撞系統多採用近毫米波或毫米波頻段，如 24 GHz、38 GHz、60 GHz、77 GHz 及 94 GHz 等，做為雷達感測器的訊號頻段。電路部分包含主動電路和被動電路。主動電路如振盪器和混波器，而被動電路如耦合器及濾波器等。毫米波技

術在最近發展快速，早期因為元件的限制（早期沒有現在如此質優的 HEMT），主要的毫米波元件及次系統大都使用金屬波導(metallic wave-guide)來製作，因為金屬波導有最低的耗損，其製作的元件特性遠優於其他各種平面式傳輸線(planar type transmission line)。近來則因為半導體元件技術的進步，使得毫米波單一主動元件（如 HEMT、HBT 等）及毫米波單晶積體電路(millimeter-wave monolithic integrated circuit, MMIC)均有相當優異的性能。但如何將各個電路組成一完整的系統或次系統，以及如何和其他的元件如天線、濾波器、及循環器等做介面整合則仍是一個重要的研究課題。雖然有不少人提倡單晶系統(system on chip)的觀念，但此觀念即使在較低的微波頻段仍然離實際尚遠，在毫米波頻段更是不易。

以目前最優技術(state of the art)而言仍是將各個單一電路用平面式傳輸線或金屬波導連結成一個系統或次系統模組。

使用多層(multi-layer)結構及高溫共燒陶瓷(high temperature co-fire ceramic)技術，是最近製作毫米波收發射頻模組非常熱門的技術。但是其牽涉到的製程技術問題相當多，例如介電層厚度的控制、介電常數值的控制等，在在都需要大量的工程技術人員及昂貴的設備才可能達成。另一種方式則是使用單層微波薄膜技術製作毫米波射頻模組，相對的製程技術上的困難度較多層技術低，而其成功的可能性也較高，是最值得發展的技術。在這些已發表的文獻之中，都是使用個別毫米波單晶積體電路，再用這種微波薄膜電路（又稱做 MIC 電路）相互連接，其連接的傳輸線多半是微帶線或共平面波導(CPW)。而對於毫米波單晶積體電路，則有製作成覆晶形式(flip chip)，以得到較好的高頻特性者，此種覆晶形式燒結後電路收縮的控制等等雖可以降低連線電感，但是因為單晶積體電路與 MIC 基板之間只相隔了覆晶接腳(flip chip bump)的高度，導致 MIC 基板與單晶積體電路之間會有耦合出現，嚴重者甚至會破壞單晶積體電路的特性。

## 1-2 雷達系統的性能要求

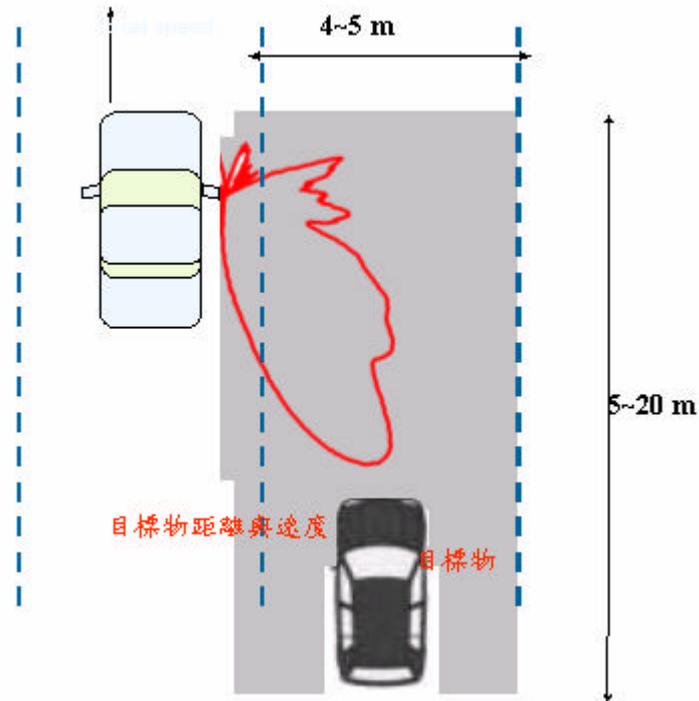


圖 1.2.1 感測區域（灰階部分）示意圖

側視雷達系統最簡單概念是當一個或多個“有危險性的”目標出現在感測區域時，如圖 1.2.1 所示，系統會傳達一個警告訊息給駕駛人。警告機制可用多種方式來實現，如：在側視鏡旁或儀表板上裝置警告燈、裝置一發聲機在車上等，當汽車的方向燈開啟且又有“危險性的”目標在感測區域時，系統將會觸發這些警告裝置來警告駕駛人。感測區域的形狀和雷達裝置在汽車的位置決定於汽車的大小和外型以達到最有效率地涵蓋汽車盲點。

### 1-3 論文摘要

本論文主要目的為研製連續波雷達系統中的功能方塊，包括 12GHz 放大器，12GHz 倍頻至 24GHz 之倍頻器，24GHz 之漏波天線，以及整個雷達系統方塊之整合。

論文共四章，第一章為簡介防撞雷達在現代運輸系統的重要地位及雷達的系統架構，第二章介紹放大器，倍頻器，天線設計過程中會用到的基礎理論並加以整理，包括放大器設計原理和穩定度的考慮，倍頻器的架構與工作原理，天線的原理，第三章敘述以上功能方塊的軟體模擬、實作及量測結果，第四章為討論及未來的工作重點。



## 第二章 基礎理論

### 2-1 放大器原理

#### (I) 微波放大器模型

在討論穩定度以及最大增益匹配之前，必須對放大器的增益下定義：

轉導功率增益(Transducer power gain):

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{分到負載上的功率}}{\text{電源提供的功率}}$$

操作功率增益(Operating power gain):

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{分到負載上的功率}}{\text{進入網路的功率}}$$

可用功率增益(Available power gain):

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{從網路流出的功率}}{\text{電源提供的功率}}$$

從[2.1]可得知:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.1)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L|^2} \quad (2.2)$$

$$G_p = \frac{1}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.3)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - \Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.4)$$

其中:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.5)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad (2.6)$$

$S_{11}$ : 電晶體的輸入端反射係數

$S_{22}$ : 電晶體的輸出端反射係數

$S_{21}$ : 電晶體的輸入端到輸出端的傳導係數

$\Gamma_S$ : 電晶體往輸入匹配網路看過去的反射係數

$\Gamma_L$ : 電晶體往輸入匹配網路看過去的反射係數

$\Gamma_{IN}$ : 輸入匹配網路往電晶體看過去的反射係數

$\Gamma_{OUT}$ : 輸出匹配網路往電晶體看過去的反射係數

如圖 2.1.1 所示，可以清楚了解  $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$ 、 $\Gamma_{IN}$  和  $\Gamma_{OUT}$  的關係。



圖 2.1.1 微波放大器模型

可以看出  $G_T$  為  $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$  和  $[S]$  (電晶體的 S 參數) 的函數，而  $G_A$  只是  $\Gamma_S$  和  $[S]$  的函數，而  $G_P$  只是  $\Gamma_L$  和  $[S]$  的函數，在設計放大器的時候，可以分別考慮取最大的  $G_A$  或是  $G_P$ ，然而最好的做法則是直接考慮最大的  $G_T$ ，可以將  $G_A$  和  $G_P$  的最大值的情形同時考慮進去。

## (II)穩定性

觀察(2.1)式到(2.4)式，當  $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$ 、 $\Gamma_{IN}$  或是  $\Gamma_{OUT}$  大於一的時候可能會造成  $G_T$ 、 $G_A$  或是  $G_P$  無限大的情形(分母為零)，會造成放大器震盪，因此失去放大器的效果，設計放大器最重要的課題便是要避免震盪出現。

因此，對於將要設計的頻率，放大器的設計必須符合以下式子以保證不會產生震盪：

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (2.7)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.8)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.9)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.10)$$

其中， $\Gamma_S$  和  $\Gamma_L$  都是由外部的被動匹配電路所產生，其值全部都落在史密斯圖內部，所以自然可以符合(2.7)式和(2.8)式，因此只要考慮讓 (2.9)式和(2.10)式符合的  $\Gamma_S$  和  $\Gamma_L$  值，因此我們令(2.9)式等於一，以此求出的  $\Gamma_L$  值即為  $\Gamma_{IN}$  的穩定邊界。在此要引入一個線性轉換的方法，在複數座標中，表達圓的方法如下：

$$|z - z_0|^2 = r^2 \quad (2.11a)$$

$$(z - z_0)(z - z_0)^* = r^2 \quad (2.11b)$$

$$(z - z_0)(z^* - z_0^*) = r^2 \quad (2.11c)$$

而(2.11)式可以展開為：

$$|z|^2 - zz_0^* - z^*z_0 + |z_0|^2 = r^2 \quad (2.12)$$

其中的  $zz_0^* + z^*z_0$  又可以表示為  $2\text{Re}[zz_0^*]$ ，因此(2.12)式可表為：

$$|z|^2 - 2\text{Re}[zz_0^*] + |z_0|^2 = r^2 \quad (2.13)$$

接下來我們要驗證一個在  $w$  平面上的圓經過線性轉換後，將可以變成  $z$  平面上的一個圓，此線性轉換為：

$$w = \frac{az + b}{cz + d} \quad (ad - bc \neq 0) \quad (2.14)$$

$w$  平面上的圓為：

$$|w| = a = \left| \frac{az + b}{cz + d} \right| \quad (2.15)$$

因此，

$$a^2 = \left| \frac{az + b}{cz + d} \right|^2 = \left( \frac{az + b}{cz + d} \right) \left( \frac{az + b}{cz + d} \right)^*$$

可以表為：

$$a^2[|cz|^2 + |d|^2 + czd^* + c^*z^*d] = |az|^2 + |b|^2 + azb^* + a^*z^*b$$

或是：

$$|z|^2[|a|^2 - a^2|c|^2] - z[a^2cd^* - ab^*] - z^*[a^2c^*d - a^*b] + |b|^2 - a^2|d|^2 = 0$$

最後可以整理為：

$$|z|^2 - z \left[ \frac{a^2cd^* - ab^*}{|a|^2 - a^2|c|^2} \right] - z^* \left[ \frac{a^2c^*d - a^*b}{|a|^2 - a^2|c|^2} \right] + \frac{|b|^2 - a^2|d|^2}{|a|^2 - a^2|c|^2} = 0 \quad (2.16)$$

可以看出(2.16)式跟(2.13)式是一樣的， $w$  平面上的圓  $|w| = a$ ，被轉換為  $z$  平面上的圓，其圓心為：

$$z_0 = \frac{a^2c^*d - a^*b}{|a|^2 - a^2|c|^2} \quad (2.17)$$

半徑為：

$$r^2 = |z_0|^2 - \frac{|b|^2 - a^2|d|^2}{|a|^2 - a^2|c|^2}$$

或是：

$$r = \frac{\mathbf{a} |ad - bc|}{\left| |a|^2 - \mathbf{a}^2 |c|^2 \right|} \quad (2.18)$$

再回頭來看(2.9)式將其作以下的演算：

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = \left| \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (2.19)$$

其中  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ，接下來將  $|\Gamma_{IN}| = 1$  視為  $w$  平面上的圓，而(2.19)式視為一線性轉換，將而原本的  $\Gamma_L$  平面視為  $z$  平面：

$$|w| = \mathbf{a} \rightarrow |\Gamma_{IN}| = 1$$

$$a \rightarrow -\Delta$$

$$b \rightarrow S_{11}$$

$$c \rightarrow -S_{22}$$

$$d \rightarrow 1$$

$$z \rightarrow \Gamma_L$$

則可以在  $\Gamma_L$  上標出一圓型軌跡，此圓型軌跡上的  $\Gamma_L$  的值即代表  $\Gamma_{IN}$  上的單位圓，此圓型軌跡即為穩定圓(Stability Circle)，對於(2.19)式而言，此軌跡為輸出穩定圓(Output Stability Circle)，其圓心為：

$$C_L = \frac{\mathbf{a}^2 c^* d - \mathbf{a}^* b}{|a|^2 - \mathbf{a}^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.20)$$

半徑為：

$$r_L = \frac{\mathbf{a} |ad - bc|}{\left| |a|^2 - \mathbf{a}^2 |c|^2 \right|} = \frac{|-\Delta + S_{11}S_{22}|}{\left| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \right|} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.21)$$

同理，我們可以求出輸入穩定圓(Input Stability Circle)的圓心：

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.22)$$

半徑為：

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.23)$$

對於一個電晶體的穩定性，可分為四種，其中兩種為條件穩定，一種為無條件穩定，一種則是不可能出現穩定的現象，將以輸出穩定圖為例說明，可同理於輸入穩定圖。

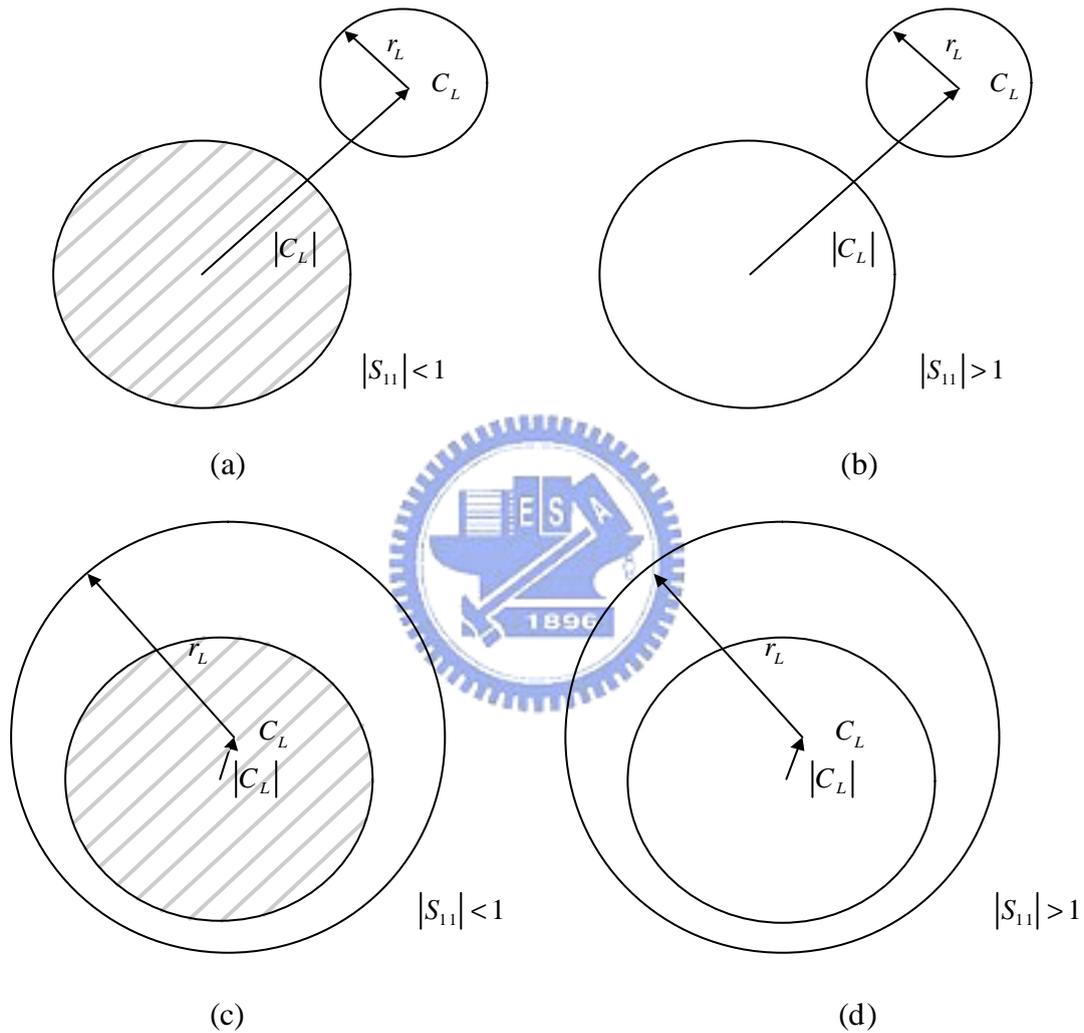


圖 2.1.2 史密斯圖與穩定圓  $\|C_L - r_L\| > 1$

圖 2.1.2 為  $\|C_L - r_L\| > 1$  的情形，可以看到史密斯圖的軌跡和穩定圓的軌跡完全沒有相交，因此對於史密斯圖而言，只有兩種情形，不是完全落在穩定區，就是完全落在不穩定區，先看史密斯圖的圓心這一點，在這一點上  $\Gamma_L$  為 0，因此

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|_{\Gamma_L=0} = |S_{11}| \quad (2.24)$$

因為史密斯圖被 $|\Gamma_{IN}|=1$ 的輸出穩定圓分為兩個區域，一個是 $|\Gamma_{IN}|>1$ 的區域，另一個則是 $|\Gamma_{IN}|<1$ 的區域，所以只要判別 $S_{11}$ 的值即可判別穩定區，對於圖 2.1.2(a)與(c)而言，其 $S_{11}$ 小於一，所以史密斯圖的圓心在穩定區，又因為史密斯圖整個都在穩定圓的一邊，因此整個史密斯圖皆為穩定區，這代表著，不管 $\Gamma_L$ 為何值，都不會造成 $\Gamma_{IN}$ 不穩定，此種情形稱為無條件穩定(Unconditional Stable)，後面將會有進一步的討論。而對於圖 2.1.2(b)與(d)，其 $S_{11}$ 大於一，所以史密斯圖的圓心在不穩定區，又因為史密斯圖整個都在穩定圓的一邊，所以不管做什麼樣的匹配都會造成不穩定。

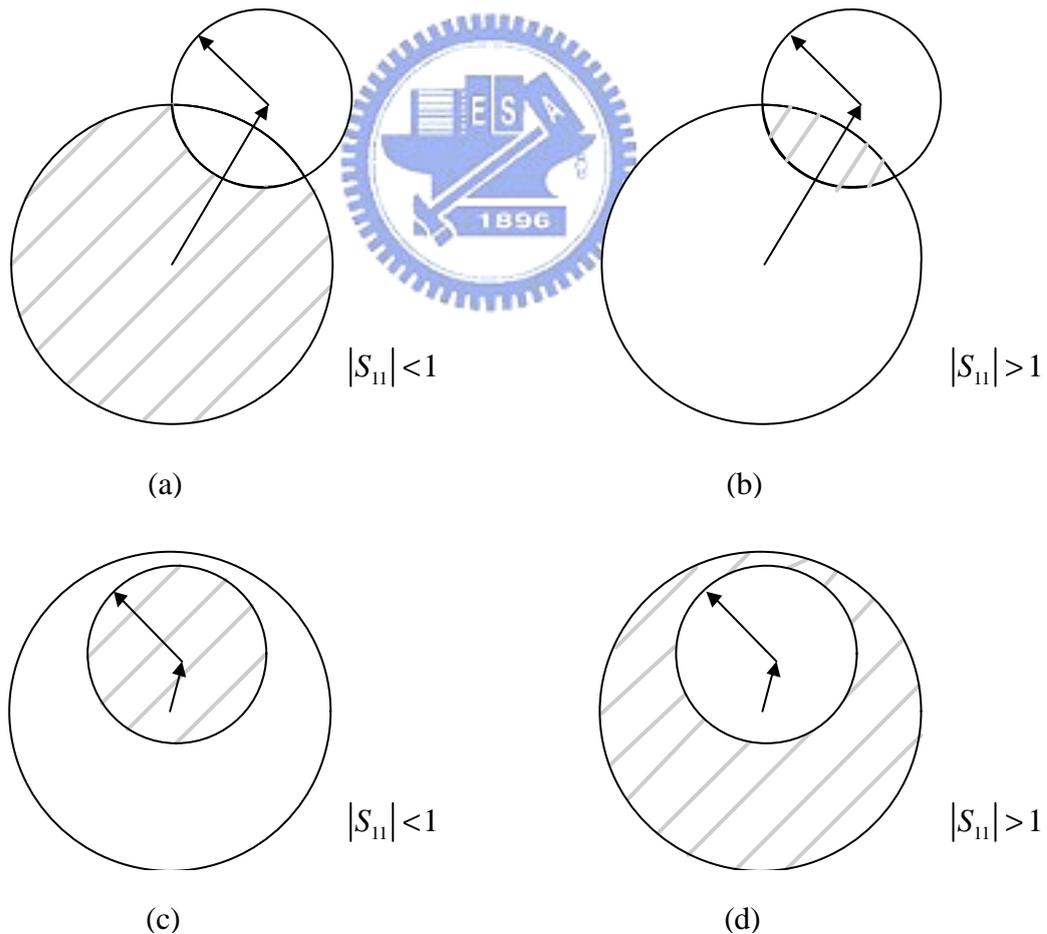


圖 2.1.3 史密斯圖與穩定圓  $\|C_L| - r_L| < 1$

接著討論 $\|C_L - r_L\| < 1$ 的情形，圖 2.1.3 表示了當 $\|C_L - r_L\| < 1$ 時可能發生的情形，在加上 $S_{11}$ 的判別，可以很容易的判別穩定區，以上四圖可以觀察到，史密斯圖的內部有一部分為穩定區，另一部分為不穩定區，也就是說，當輸出匹配網路的反射係數選在不穩定區內的時候，將造成 $|\Gamma_{IN}| > 1$ ，而造成電路震盪，這是我們極需要避免的。

### (III)無條件穩定

在設計電晶體的時候，最希望在所操作的頻率電晶體是屬於無條件穩定，而電晶體無條件穩定的條件由圖 2.1.2 可知為

$$|S_{11}| < 1 \quad (2.25)$$

及

$$|C_L - r_L| < 1 \text{ 或 } |C_L - r_L| > 1 \quad (2.26a)(2.26b)$$

及

$$|S_{22}| < 1 \quad (2.27)$$

及

$$|C_S - r_S| < 1 \text{ 或 } |C_S - r_S| > 1 \quad (2.28a)(2.28b)$$

將(2.20)式和(2.21)式代入(2.26a)式，可得：

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| > 1 + \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.29a)$$

或

$$\left| (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* \right| > \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| + |S_{12}S_{21}| \quad (2.29b)$$

這裡要先做一個準備工作，從(2.26a)式對應到圖 2.1.2a，可以看見史密斯圖的圓心完全落在穩定圓的外面，由這種情形可以表為：

$$|C_L| > |r_L| \quad (2.30)$$

將(2.20)式和(2.21)式代入(2.30)式，得

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| > \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.31)$$

由於(2.31)式等式兩邊都是正的，所以可以將兩邊平方，(2.31)式成為以下

$$\frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* (S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} > \frac{|S_{12}S_{21}|^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \quad (2.32)$$

或

$$\frac{(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} > \frac{|S_{11}S_{22} - \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \quad (2.33)$$

由於(2.33)式的分母是正的，因此將(2.33)式同乘 $(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2$ 並展開得到

$$\begin{aligned} |S_{22}|^2 - \Delta^* S_{11} S_{22} - \Delta S_{11}^* S_{22}^* + |S_{11}|^2 |\Delta|^2 > \\ |S_{11}|^2 |S_{22}|^2 - S_{11} S_{22} \Delta^* - S_{11}^* S_{22}^* \Delta + |\Delta|^2 \end{aligned}$$

可化簡為：

$$|S_{22}|^2 (1 - |S_{11}|^2) > |\Delta|^2 (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.34)$$

由於 $|S_{11}| < 1$ 是無條件穩定一開始的條件，因此 $(1 - |S_{11}|^2)$ 為正數，如此(2.34)

是可以化簡得到：

$$|S_{22}|^2 > |\Delta|^2 \quad (2.35)$$

因此，當史密斯圖的圓心落在穩定圓的外面的時候，可以得到(2.35)是這個重要的結論。接著我們回到(2.29b)式，由於兩邊都是正數，所以將兩邊平方，不

等式左邊得到：

$$\begin{aligned}
 & \left| (S_{22} - \Delta S_{11}^*) \right|^2 \\
 &= (S_{22} - \Delta S_{11}^*) (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \\
 &= |S_{22}|^2 - \Delta S_{11}^* S_{22}^* + |\Delta|^2 |S_{11}|^2 \\
 &= |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + |\Delta|^2 - \Delta S_{11}^* S_{22}^* \\
 &\quad - \Delta^* S_{11} S_{22} + |S_{11} S_{22}|^2 - |S_{11} S_{22}|^2 + |\Delta|^2 |S_{11}|^2 \\
 &= |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + |\Delta - S_{11} S_{22}|^2 - |S_{11} S_{22}|^2 + |\Delta|^2 |S_{11}|^2 \\
 &= |S_{12} S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 |S_{11}|^2 + |\Delta|^2 |S_{11}|^2 \\
 &= |S_{12} S_{21}|^2 + (1 - |S_{11}|^2) (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)
 \end{aligned}$$

不等式右邊為

$$\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|^2 + 2 \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| |S_{12} S_{21}| + |S_{12} S_{21}|^2$$

在這裡可以發現，左右兩邊同時出現了  $|S_{22}|^2 - |\Delta|^2$  這個項，但是在左式沒有絕對值，而右式有絕對值，因此根據之前的準備(2.35)式，可以得知  $|S_{22}|^2 - |\Delta|^2$  是正數，因此(2.29b)可化簡為：

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + 2 |S_{12} S_{21}| \quad (2.36)$$

或定義  $K$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} > 1 \quad (2.37)$$

在此  $K$  成為考量無條件穩定的重要參數。(2.26a)式的無條件穩定，其穩定圓完全在史密斯圖外面，若是考慮(2.26b)式，史密斯圖完全在穩定圓的內部，且史密斯圖的圓心在穩定圓的內部，即(2.35)式的結果是相反的，也就是說  $|\Delta|^2 - |S_{22}|^2$  才是正數，此時將(2.20)與(2.21)代入(2.26b)可得：

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| < \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| - 1 \quad (2.38)$$

在此，必須先假定

$$\left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| - 1 > 0 \quad (2.39a)$$

或是

$$\frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} < 1 \quad (2.39b)$$

之後的計算則是類似的，最後一樣可以得到(2.37)式的結論。接下來將(2.39b)化簡，將(2.37)式改寫為以下的形式：

$$2K = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12}S_{21}|} + \frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} \quad (2.40)$$

由於(2.39b)小於一，所以可以令(2.39b)為

$$\frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} = 1 - \mathbf{a} \quad (2.41)$$

因此(2.40)式可以化簡為：

$$2K - 1 + \mathbf{a} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12}S_{21}|} \quad (2.42)$$

由於  $K > 1$ ，所以可以得到

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2.43)$$

以上進行的都是對於輸出穩定圓的分析，對於輸入穩定圓的分析只要將所有的式子裡的註腳 1 換成 2，2 換成 1 即可得，由此再加上一條件

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2.44)$$

將(2.43)與(2.44)相加可以得到

$$2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 > 2|S_{12}S_{21}|$$

又因為

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < |S_{11}S_{22}| + |S_{12}S_{21}|$$

$$|\Delta| < |S_{11}S_{22}| + 1 - \frac{1}{2}|S_{11}|^2 - \frac{1}{2}|S_{22}|^2$$

$$|\Delta| < 1 - \frac{1}{2}(|S_{11}| - |S_{22}|)^2$$

經過簡化後，最常用來判斷無條件穩定的的式子為以下兩個

$$K > 1 \quad (2.45)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (2.46)$$

#### (IV)最大增益匹配

觀察(2.1)式到(2.4)式，可以發現當 $\Gamma_{IN}$ 等於 $\Gamma_S^*$ 時， $G_T$ 與 $G_P$ 同時有最大值，

此最大值為：

$$G_{T,\max} = G_{P,\max} = \frac{1}{(1 - |\Gamma_S|^2)^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.47)$$

另外，當 $\Gamma_{OUT}$ 等於 $\Gamma_L^*$ 時， $G_T$ 與 $G_A$ 同時有最大值，此最大值為：

$$G_{T,\max} = G_{A,\max} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{(1 - |\Gamma_L|^2)^2} \quad (2.48)$$

因此根據(2.5)式跟(2.6)式，可以得到以下的聯立式：

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

解此聯立式可得兩解 $\Gamma_{MS}$ 和 $\Gamma_{ML}$ ，分別為：

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.49)$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.50)$$

其中：

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.51)$$

$$B_1 = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.52)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

觀察(2.49)式，當  $\left| \frac{B_1}{2C_1} \right| > 1$  且  $B_1 > 1$  時，將(2.49)式取負號，可以得到  $|\Gamma_{MS}| < 1$ ，

同理當  $\left| \frac{B_2}{2C_2} \right| > 1$  且  $B_2 > 1$  時，將(2.50)式取負號，可以得到  $|\Gamma_{MS}| < 1$ ，經證明，

$\left| \frac{B_1}{2C_1} \right| > 1$  與  $\left| \frac{B_2}{2C_2} \right| > 1$  同義於(2.45)式，而  $B_1 > 1$  與  $B_2 > 1$  同義於(2.46)式，因此可以

得知，要求放大器有最大增益匹配時，需要滿足無條件穩定的條件，才可能有解，由另外一個觀點來看，當穩定圓與史密斯圖相交時，穩定圓上的反射係數代表著無限大的增益，因此若是無可避免的，放大器處在條件穩定的狀態下，在選擇匹配網路的時候，應該將匹配點遠離穩定圓，以避免產生震盪。

## 2-2 倍頻器

### (I)二倍頻器模型

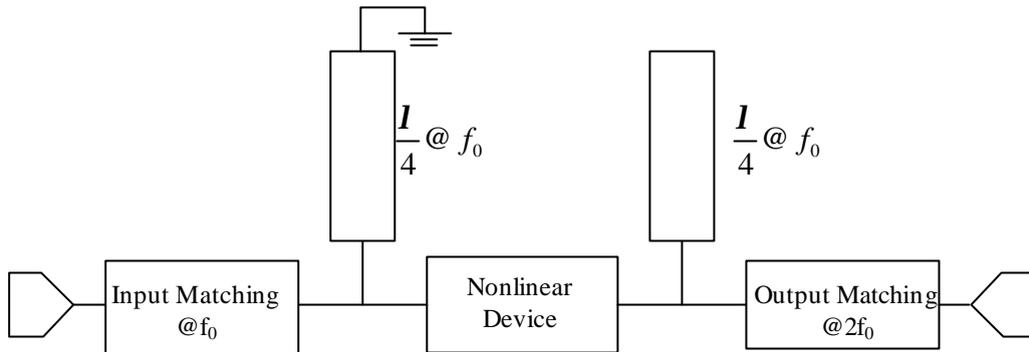


圖 2.2.1 倍頻器模型

圖 2.2.1 是傳統設計平面電路二倍頻器的方法[2]，原本單頻的信號經過非線性的雙埠元件，將產生許多的倍頻的諧波，再經由外部網路的篩選，可以取出想要的倍頻信號。其中的非線性元件可以是單端(single-ended)二極體，反平行並聯(anti-parallel)的二極體，或是電晶體，若是由二極體所組成的倍頻器，其轉換增益一定是負的，其優點則是可以操作到相當高頻，W-band 之倍頻器幾乎使用二極體，電晶體則有操作頻率不高的缺點，相反的，使用電晶體的倍頻器則有希望得到正的轉換增益。

在輸入網路部分，在非線性元件的輸入端並聯一短路傳輸線，此傳輸線等效的長度為基頻的四分之一波長，對於基頻的信號來說，此傳輸線在史密斯圖上由短路走向開路，因此對於基頻來說看不到此傳輸線，對於二倍頻的信號來說，此傳輸線在史密斯圖上由短路走向開路再走向短路，因此對於二倍頻的信號將被完全反彈，因此不會對輸入端造成影響。最後由輸入端的匹配網路將倍頻器匹配到 50 歐姆，必須要注意的是此匹配的中心頻率為一倍頻。

在輸出網路部分，在非線性元件的輸出端並聯一開路傳輸線，此傳輸線等效的長度為基頻的四分之一波長，對於基頻的信號來說，此傳輸線在史密斯圖上由開路走向短路，因此基頻的信號將被完全反彈，對於二倍頻的信號來說，此傳輸線在史密斯圖上由開路走向短路再走向開路，因此對於二倍頻的信號來說看不到

此傳輸線，因此不會對輸入端造成影響。最後由輸出端的匹配網路將倍頻器匹配到 50 歐姆，此時匹配的中心頻率為二倍頻。

此外，選擇此架構將利於使用 class-A 的偏壓 ( $I_{DSS}$  偏壓)，將在之後詳述。

## (II) 電晶體的非線性效應

電晶體的非線性效應主要有四種。

第一種為與偏壓電流相關的轉導 ( $g_m$ ) 以及輸出電導 ( $g_{ds}$ ) 為  $v_{GS}$  與  $V_{DS}$  的非線性函數。

$$i_D(v_{GS}, V_{DS}) = \begin{cases} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 (I_{DSS} + G_{DS} V_{DS}) & V_p < v_{GS} < 0 \\ 0 & v_{GS} < V_p \end{cases} \quad (2.53)$$

第二種為閘極的整流特性。

$$i_G(v_{GS}) = I_{sat} \left( e^{\frac{qV_{GS}}{hKT}} - 1 \right) \quad (2.54)$$

然而  $I_{sat}$  非常非常的小，因此這個效應的影響非常小。

第三種與第四種分別為  $C_{gd}$  與  $C_{gs}$  會像壓控二極體一樣，隨著其端電壓的不同而改變其電容值。

$$C_{gs}(v_{GS}) = C_{gs0} \frac{1}{\left(1 - \frac{v_{GS}}{f_0}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.55)$$

$$C_{gd}(v_{GD}) = C_{gd0} \frac{1}{\left(1 - \frac{v_{GD}}{f_0}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (2.56)$$

然而這兩種效應的影響也是非常的低，由此可以發現電晶體的非線性效應幾乎都由第一種效應而來，因此改變電晶體的偏壓點可以主控倍頻器的行為。

### (III)倍頻器的偏壓點

倍頻器的偏壓點選擇，大致上可以分為 class-A，class-B 與 class-AB 三種。

以下以 FET 為例解釋，因為在本論文中以 FET 來實現倍頻器。

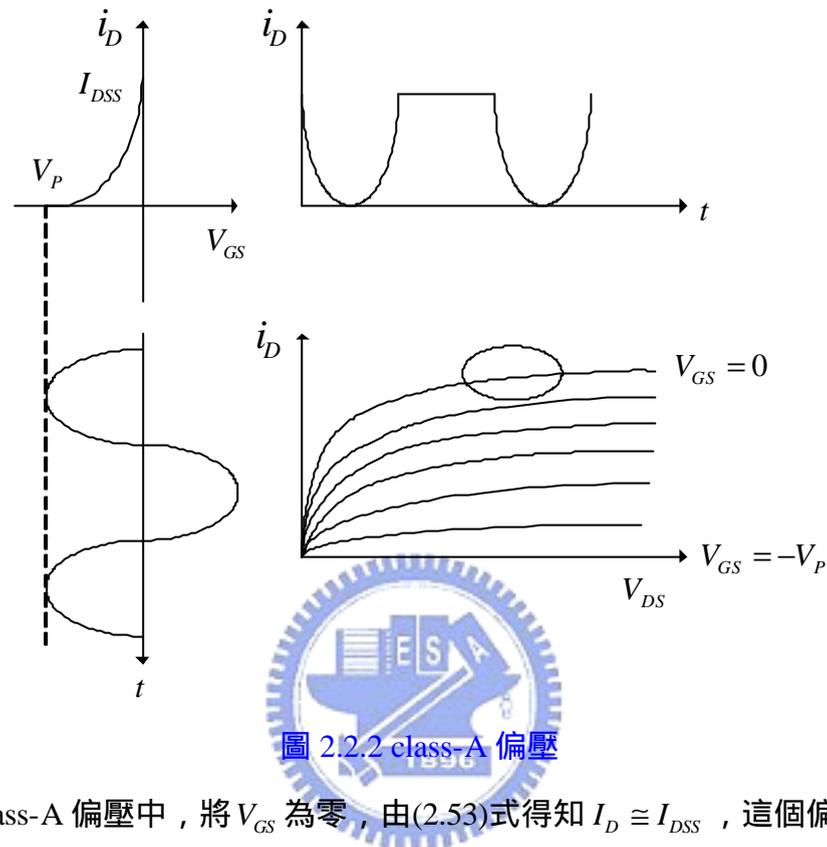


圖 2.2.2 class-A 偏壓

在 class-A 偏壓中，將  $V_{GS}$  為零，由(2.53)式得知  $I_D \cong I_{DSS}$ ，這個偏壓法所產生的諧波大小與 class-B 是相同的，其缺點則是其靜態電流相當大，優點則是，因為在輸入端並連短路到地的四分之一波長傳輸線，使得電晶體的輸入端不需要另外再製作偏壓電路，可以使得電路的面積大大縮減，另外在這種偏壓的情形之下，輸出的功率也比較高，由於輸出功率也是本系統的要求，所以 class-A 是最後所採用的偏壓方案。

第二種偏壓為 class-AB，由圖 2.2.3 可以了解其操作情形，在 class-AB 中，其  $V_P < V_{GS} < 0$ ，較 class-A 好的地方是，其靜態電流比較小，但是因為其為非零的負偏壓，因此需要在輸入端加上一偏壓網路，以及直流隔絕網路(DC block)，這些電路將會增加電路不少的面積。

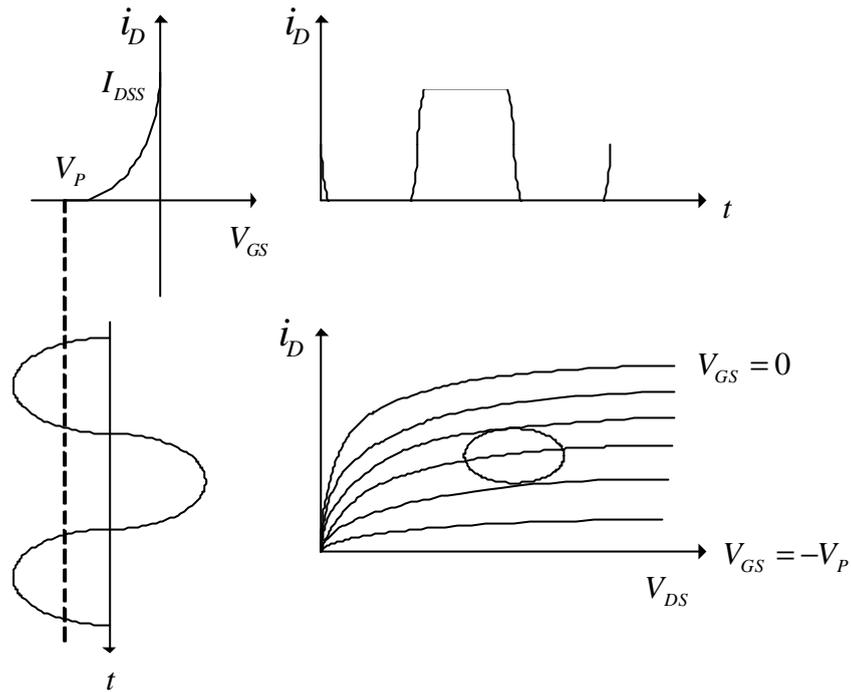


圖 2.2.3 class-AB 偏壓

第三種偏壓是一種非常常見的偏壓的方法。

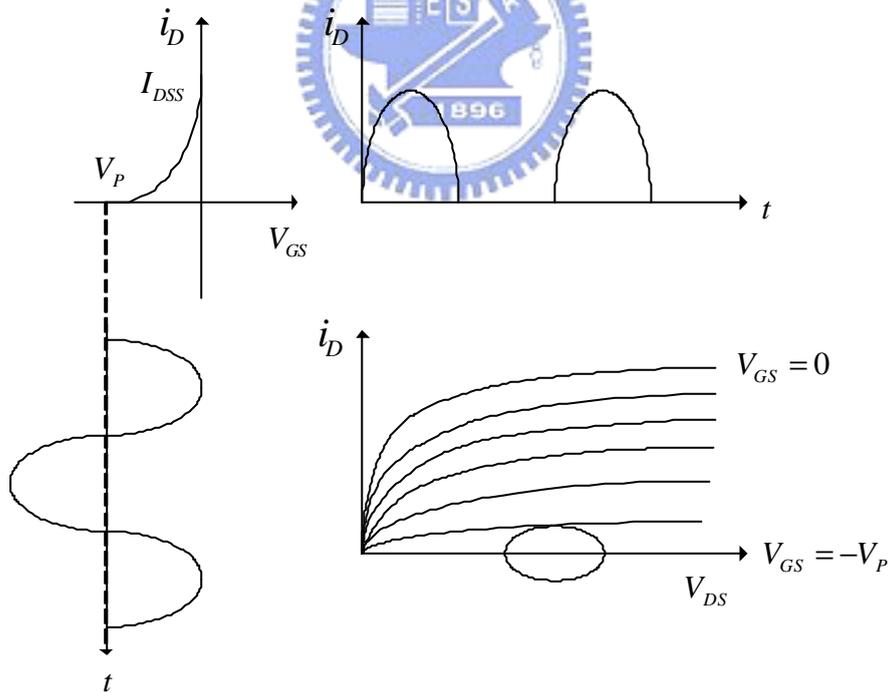


圖 2.2.4 class-B 偏壓

在這種偏壓法中，因為  $V_{GS}$  被偏在  $-V_P$ ，所以信號的負半周是沒有輸出的，可以看到原本的正弦信號被截成一半，也就是說責任周期為百分之五十，在 class-B 的偏壓中，最大的優點有二，一是其靜態電流幾乎等於零，可以大幅減

少電路的功率消耗，另一優點則是可以微調偏壓來改變輸出信號的責任週期，將可以取得輸出諧波的最大值，將  $q/T$  定為責任週期，並將輸出電流以泰勒展開式展開

$$I_d(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) \dots \quad (2.57)$$

可以得到

$$I_0 = I_{\max} \frac{2q}{pT} \quad (2.58)$$

$$I_n = I_{\max} \frac{4q}{pT} \left| \frac{\cos\left(\frac{npq}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2nq}{T}\right)^2} \right| \quad n \geq 2 \quad (2.59)$$

由(2.59)式，以  $q/T$  為橫軸， $I_n/I_{\max}$  為縱軸作圖，可得

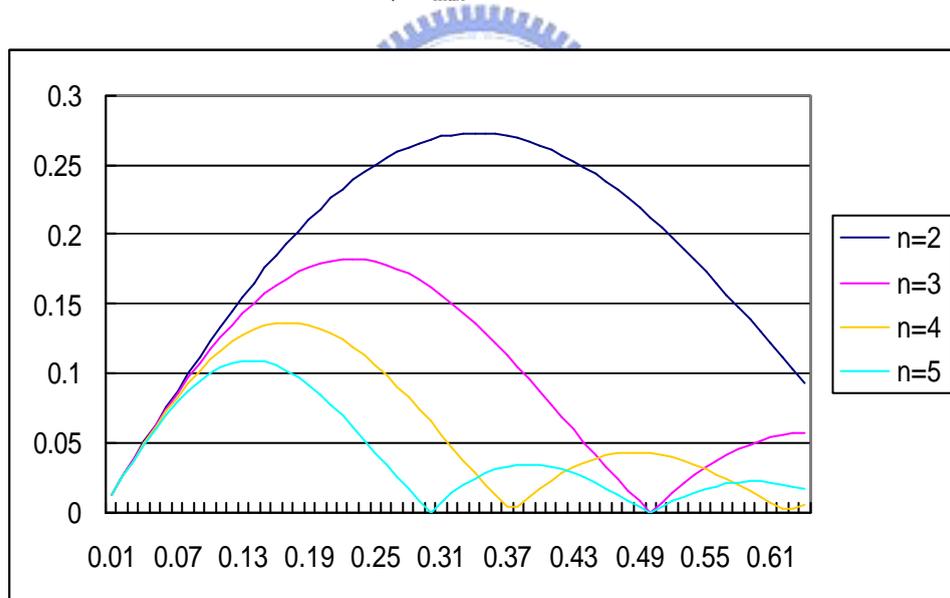


圖 2.2.5 各諧波與責任週期之關聯

由圖 2.2.5 可以看見，當責任周期約為 0.35 時，可以得到最大的次諧波輸出，由[3]的實驗也可以看出此結果，同樣的，在 class-A 中，可以將其信號看成 class-B 的輸出信號反轉以後加上一直流的成分，因此其高次的諧波成份也等同於(2.59)式，因此可藉由調高  $V_{GS}$  來改變其責任週期，同樣可以達到最大的次諧波輸出。

### 2-3 漏波天線

漏波天線其架構其實就是一般的微帶線，在一般的狀況下，其主模為準 TEM 模(quasi TEM mode)，而在特定的頻帶之下，以及特定的饋入結構下，除了原本的主模，會有高階模的產生[2.4-5]，漏波天線就是利用第一高階模態，會產生其縱向的  $b_y$  小於電磁波於空氣中傳播的  $k_0$ ，再根據此式：

$$k_0 = \sqrt{b_x^2 + b_y^2 + b_z^2} \quad (2.60)$$

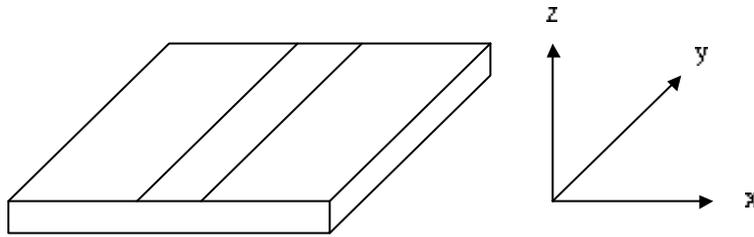


圖 2.3.1 漏波天線模型

根據(2.60)式，對於主模來說其  $b_y$  大於  $k_0$ ，因此可能有  $b_x$  與  $b_z$  皆為虛數解的情形，或是  $b_z$  為虛數而  $b_x$  為實數的解，在這種情形下表示除了主模以外，還有表面波模態(surface wave mode)的洩漏，此表面波模態的傳波常數為：

$$k_s = \sqrt{b_x^2 + b_y^2} \quad (2.61)$$

可以看成表面波在基板內，與微帶線成一個角度而傳播出去[2-4]，此角度見圖 2.3.2 與(2.62)式

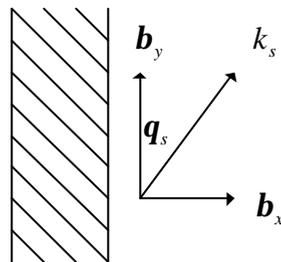


圖 2.3.2 表面波模態之傳播常數

$$q_s = \cos^{-1} \frac{b_y}{k_s} \quad (2.62)$$

將(2.61)式表示成為另一形式，

$$b_x^2 = k_s^2 - b_y^2 \quad (2.63)$$

可以看出，此表面波模態存在的條件為  $b_x > 0$ ，也就是必須要滿足  $k_s > b_y$  的條件。

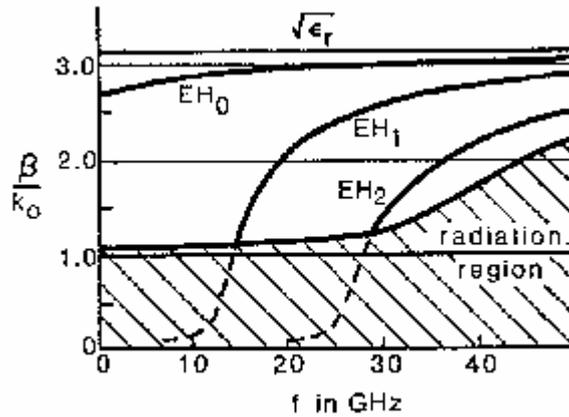


圖 2.3.3 低階模態之正規化傳播常數

再觀察圖 2.3.3，這是由[2.4]針對一微帶線結構所做的模擬，所有的傳播常數的數值皆針對真空中的傳播常數正規化，其中畫實線的區域的上緣為此材質在加了無限大的金屬地以後，所能存在的表面波模態的傳波常數，而  $EH_0$ ， $EH_1$ ， $EH_2$  分別代表了主模，第一高階模和第二高階模，當第一高階模和第二高階模的傳播常數低於表面波模態的傳波常數的時候，除了原本的模態以外，也會激發表面波模態，其輻射角度為(2.62)式，而當頻率再降低時，高階模態的傳波常數將會比真空中的傳播常數  $k_0$  還要低，因此除了表面波以外，這些高階模態還會激發往空中傳播的電波，這就是微帶線的高階模態洩漏波。

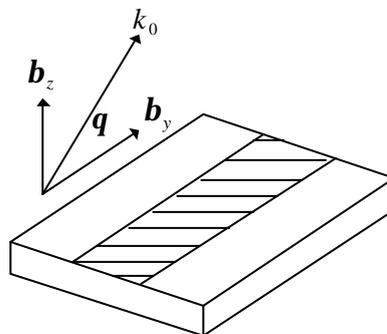


圖 2.3.4 洩漏波模態之傳播常數

$$\mathbf{q} = \cos^{-1} \frac{\mathbf{b}_y}{k_0} \quad (2.64)$$

由[2.5]可以知道洩漏波的傾斜角度與其傳播常數的關係，為(2.64)式，而傳播常數又與微帶線的寬度有關係，因此藉由改變微帶線的寬度，將可以控制此一天線的主波束的角度。



## 2-4 雷達系統

常用的雷達系統有頻率調變連續波雷達(FMCW Radar)和脈衝波雷達(pulse-Radar) [2.7-10]。本論文為製作 24GHz 之連續波雷達之功能元件與整合，因此於下簡介連續波雷達之原理。

都卜勒效應(Doppler effect)：根據光學和聲波學的理论，如果振盪源和觀測者在波的行進方向有相對速度，則觀測到的振盪頻率會隨相對速度而漂移，此頻率的漂移稱為都卜勒頻率漂移(Doppler frequency shift)。在雷達應用中，都卜勒頻率漂移和相對速度的關係為：

$$2\mathbf{p}f_d = \frac{d\mathbf{f}}{dt} = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{l}} \frac{2dR}{dt} = \frac{4\mathbf{p}v}{\mathbf{l}} \quad (2.65)$$

其中  $f$  為電磁波由發射機發出到達目標物在返回發射機的總相位移， $\mathbf{l}$  為該頻率在空氣中傳播的波長， $R$  為雷達到目標物的距離， $v$  為雷達與目標物的相對速度，

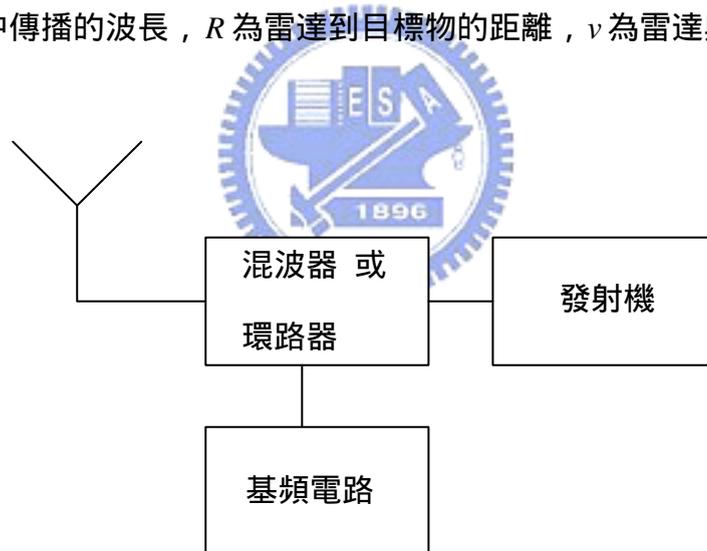


圖 2.4.1 連續波雷達發射機示意圖

而圖 2.4.1 為連續波雷達發射機的簡單架構，由於架構中希望只運用單一隻天線，因此需要使用環路器(circulator)或是特殊設計，具有將發射信號與接收信號良好隔絕的混波器，此雷達的工作原理為雷達發出一頻率為  $f_0$  的連續波信號，由移動性目標反射的回波在頻率上會漂離發射頻率  $f_0$  一個  $\pm f_d$  的量，其中正號表示目標和雷達之間的距離變短，即目標向雷達接近，反之，負號表示目標和雷達之間的距離變長，即目標遠離雷達中。由天線接收到頻率為  $f_0 \pm f_d$  的回波將和一

小部分的發射信號（頻率  $f_0$ ）做混波以產生頻率為  $f_d$  的都卜勒信號，但經過混波後信號不再有正負號的差別。此信號輸入基頻電路，並將偵測到的頻率用(2.65)式做運算得到目標與雷達間的相對速度。接收機和發射機之間的隔絕：有兩種實際狀況限制了接收機所能容忍從發射機漏到接收機的功率量，其一為接收機電路所能撐受不會造成電路損壞或燒毀的最大功率，第二個則為發射機雜訊量，由發射機來的雜訊會降低接收機的靈敏度。對防撞雷達而言，為了做精確的判斷，高靈敏度是很重要的，所以需要在接收機和發射機之間做額外的隔絕。和脈衝波雷達不同，連續波雷達無法在發射機發射訊號時關掉接收機，因為發射機是不斷在運作的。若是接收機和發射機共用一個天線，則兩者間的隔絕可用高功率分和波器(hybrid junction)、環路器(circulator)或分離極化(separate polarizations)。若是使用兩個天線（一個接收，一個發射），則可得到最大隔絕。



### 第三章 模擬、實作與量測

#### 3-1 放大器模擬、實作與量測

在本論文中實作的放大器，所採用的電晶體為 NEC 公司所提供的場效電晶體 NEC32584c，其封裝為陶瓷封裝，這是一顆可操作在 100MHz 到 18GHz 的低雜訊放大器(LNA),在 12GHz 其 associated gain 約為 13dB,所使用的板材為 Rogers RO4003 陶瓷板，其板厚為 8mils，金屬厚度為 0.7mils(0.01778mm)，介電常數為 3.38，Loss tangent 為 0.0027，在此板材上，12GHz，50Ω 的線寬約為 0.45891mm。

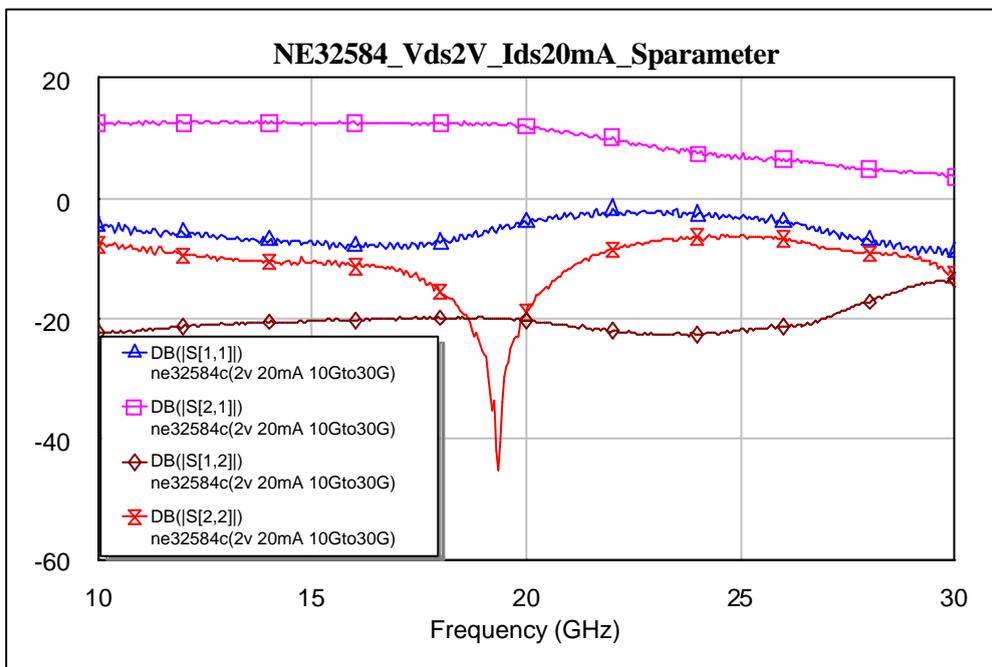


圖 3.1.1 NE32584c 偏壓於  $V_{ds} = 2V$   $I_{ds} = 20mA$

圖 3.1.1 為 NE32584c 偏壓於  $V_{ds} = 2V$   $I_{ds} = 20mA$  所量測之 S 參數，其參考面已校正至電晶體的接腳內側，此量測將作為模擬電路的使用。

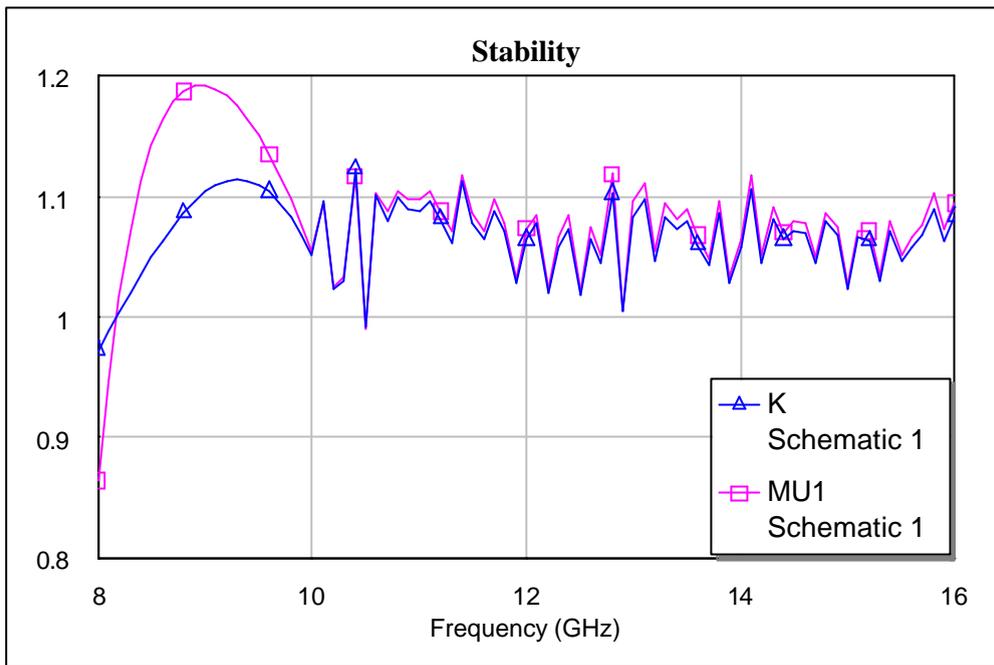


圖 3.1.2 電晶體所量測之穩定度

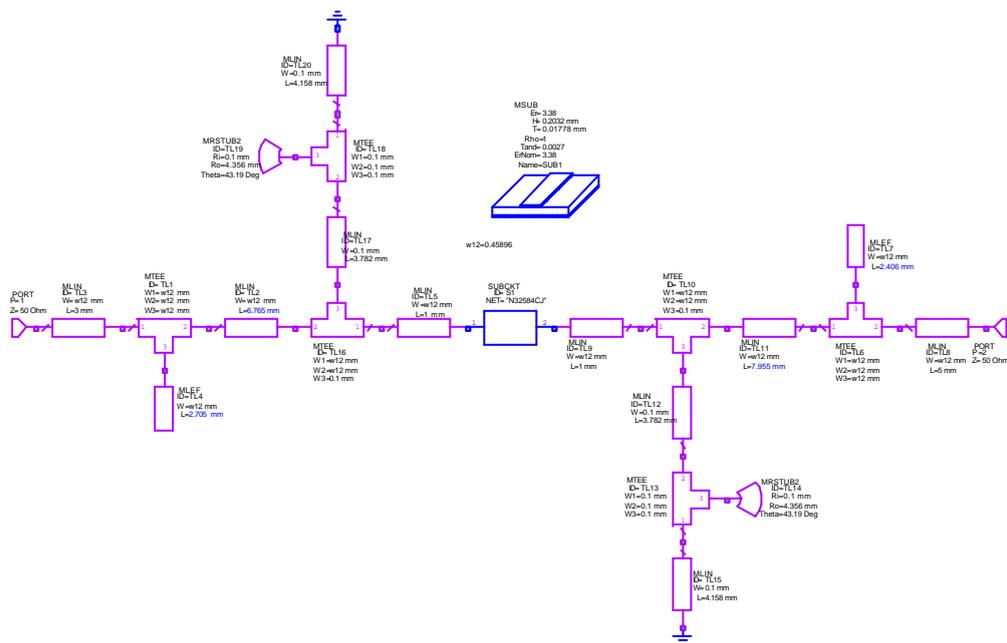


圖 3.1.3 放大器模擬電路圖

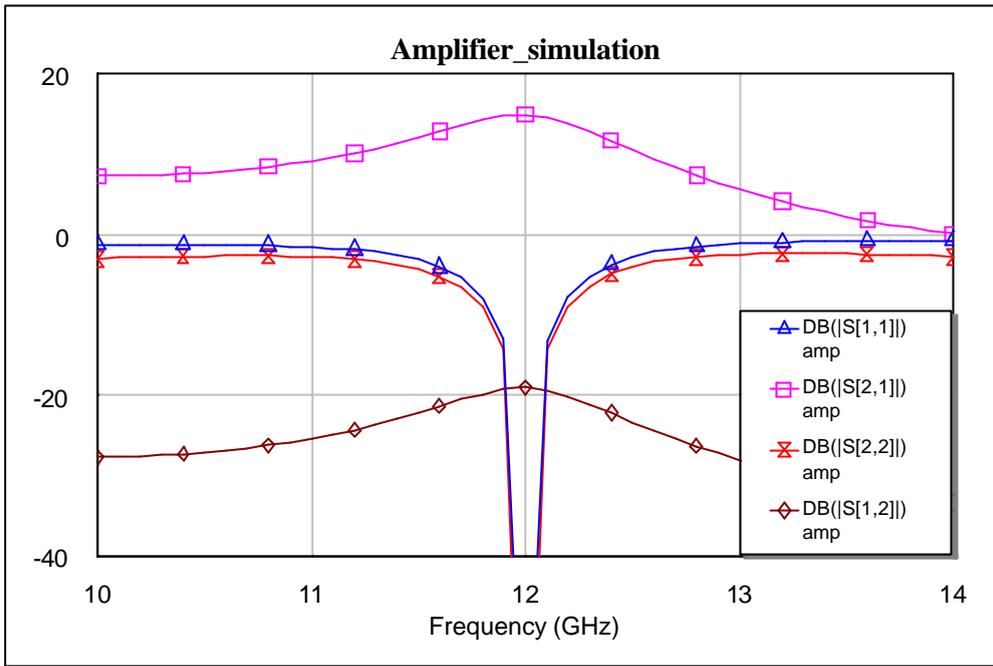


圖 3.1.4 放大器模擬結果

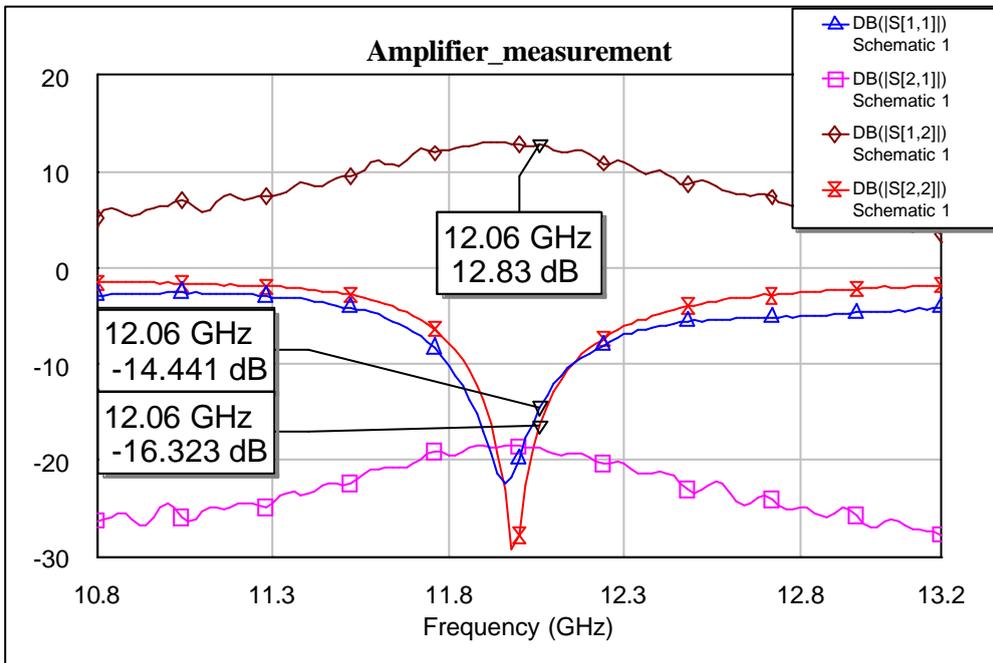


圖 3.1.5 放大器量測結果

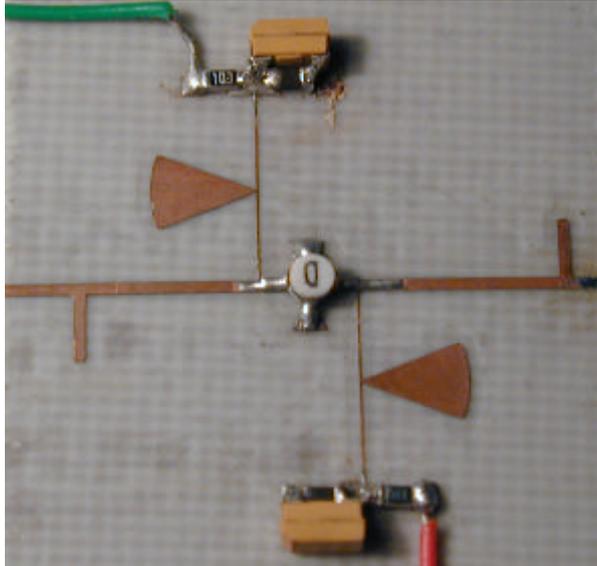


圖 3.1.6 放大器實體電路圖

圖 3.1.2 為此電晶體的穩定度參數對於頻率的關係，可以看到在 12GHz 的時候  $K$  大於 1 而  $m$  大於零，因此在 12GHz 的時候，此電晶體為無條件穩定，因此可以作任意的匹配都可以保證其穩定性。

圖 3.1.3 為放大器電路的模擬結果， $S_{21}$  為 15.01dB， $S_{11}$  與  $S_{22}$  於中心頻率 12.06GHz 皆小於 -10dB，10dB 頻寬約為 340MHz，圖 3.1.5 為放大器實際量測的結果，其中心頻率有一點點往低頻移動，但是在所需要的頻帶內  $S_{11}$  與  $S_{22}$  皆小於 -10dB，於 12.06GHz， $S_{11}$  為 -14.441dB， $S_{22}$  為 -16.623dB， $S_{21}$  也就是 gain 為 12.83dB，圖 3.1.6 為放大器的實體電路圖。

### 3-2 倍頻器模擬、實作與量測

本論文之倍頻器所採用的電晶體同放大器一樣，為 NEC 公司所提供的場效電晶體 NEC32584c，不過由於倍頻器屬於非線性操作，所以必須使用大信號模型。另外 使用的板材跟放大器一樣，為 Rogers RO4003 陶瓷板，其板厚為 8mils，金屬厚度為 0.7mils(0.01778mm)，介電常數為 3.38，Loss tangent 為 0.0027。

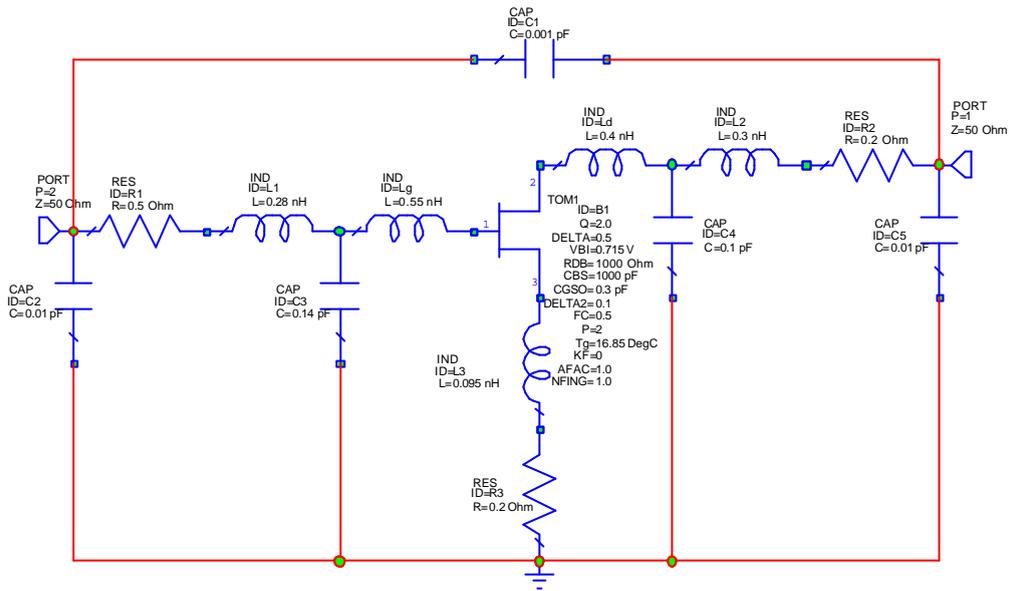


圖 3.2.1 NE32584c 大信號模型

其中：

- |                       |                       |
|-----------------------|-----------------------|
| $L_g=0.55\text{nH}$   | $L_d=0.4\text{nH}$    |
| $L_1=0.28\text{nH}$   | $L_2=0.3\text{nH}$    |
| $L_3=0.095\text{nH}$  |                       |
| $R_1=0.5\text{ ohms}$ | $R_2=0.2\text{ ohms}$ |
| $R_3=0.2\text{ ohms}$ |                       |
| $C_1=0.001\text{pF}$  | $C_2=0.01\text{pF}$   |
| $C_3=0.14\text{pF}$   | $C_4=0.1\text{pF}$    |
| $C_5=0.01\text{pF}$   |                       |

B1=TOM1

<b>N</b> ID	B1	
<b>R</b> VTO	-0.6723	V
<b>R</b> VTOSC	0	V
<b>R</b> ALPHA	4	
<b>R</b> BETA	0.115	
<b>R</b> GAMMA	0.08	
<b>R</b> GAMMADC	0.07	
<b>R</b> Q	2.0	
<b>R</b> DELTA	0.5	
<b>R</b> VBI	0.715	V
<b>R</b> IS	3e-010	mA
<b>R</b> N	1.22	
<b>R</b> RIS	0	Ohm
<b>R</b> RID	0	Ohm
<b>R</b> TAU	5e-03	ns
<b>R</b> CDS	0.13	pF
<b>R</b> RDB	1000	Ohm
<b>R</b> CBS	1000	pF
<b>R</b> CGSO	0.3	pF
<b>R</b> CGDO	0.02	pF
<b>R</b> DELTA1	0.3	
<b>R</b> DELTA2	0.1	
<b>R</b> FC	0.5	
<b>R</b> VBR	0	V
<b>R</b> RG	3	Ohm
<b>R</b> RD	2	Ohm
<b>R</b> RS	2	Ohm
<b>R</b> RGMET	0	Ohm
<b>R</b> TNOM	27	DegC
<b>R</b> LS	0	nH

以上為 NEC32584c 這一個電晶體的大信號模型參數。

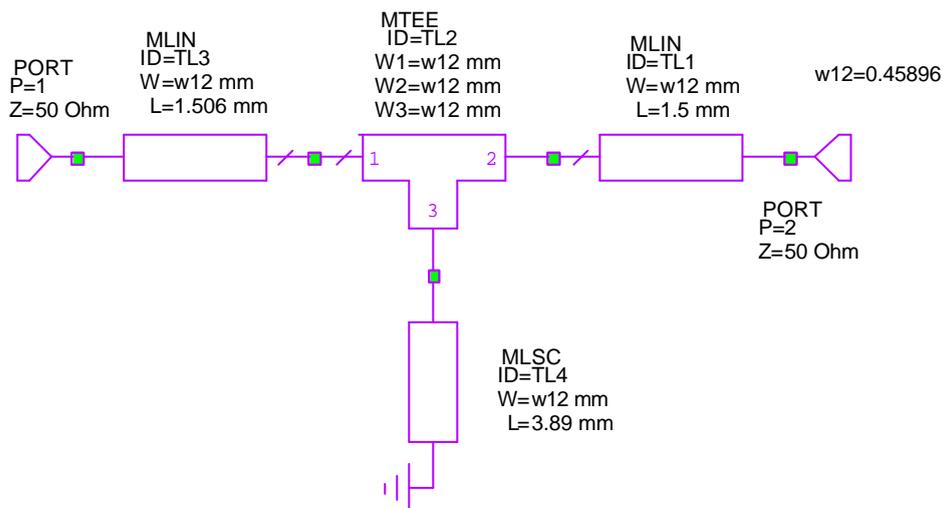


圖 3.2.2 短路支線電路圖

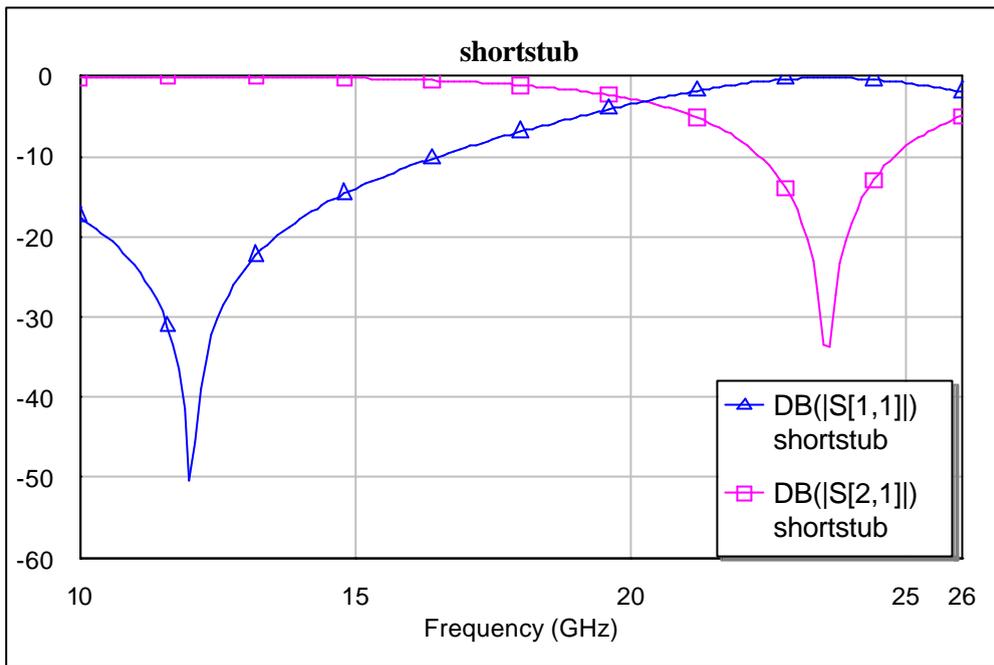


圖 3.2.3 短路支線之模擬結果

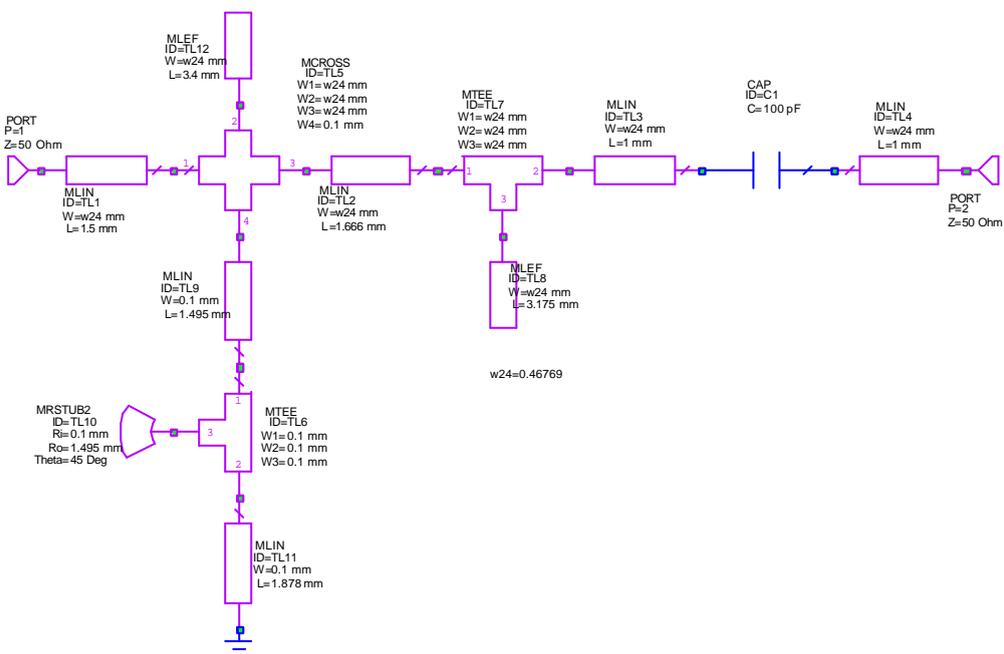


圖 3.2.4 開路支線及偏壓電路

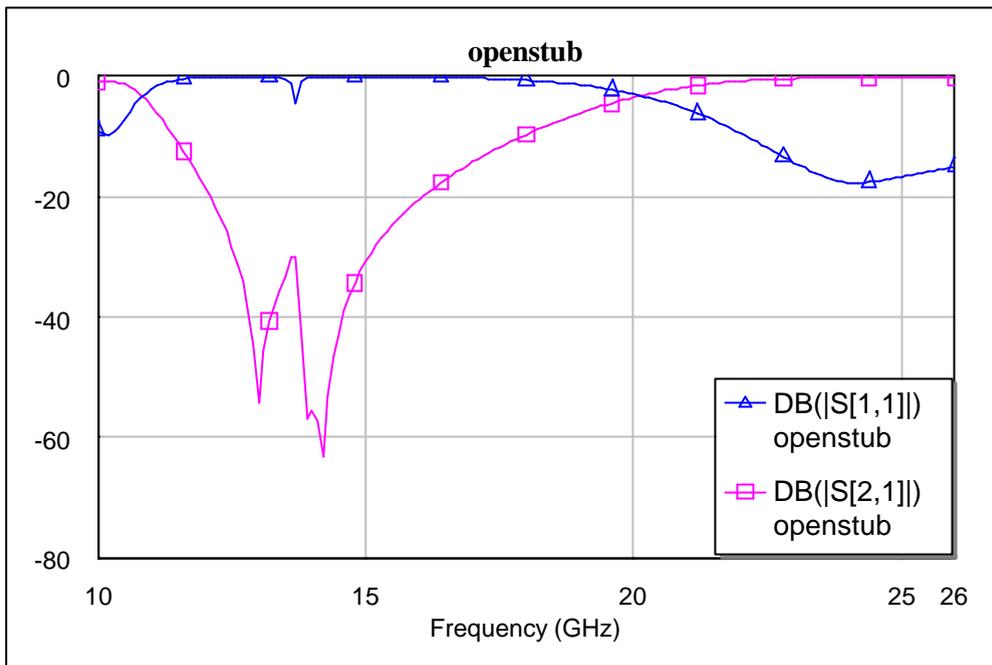


圖 3.2.5 開路隻線及偏壓電路模擬結

圖 3.2.2-5 為倍頻器中開路支線與短路支線的電路圖，以及模擬的結果，並聯長度在 12GHz 為四分之一波長(微調後為 3.89mm)的短路支線後，在 12GHz 的  $S_{11}$  小於 -10dB， $S_{21}$  將近於 0dB，在 24GHz 的  $S_{11}$  將近於 0dB， $S_{21}$  小於 -10dB，而並聯長度在 12GHz 為四分之一波長(微調後為 3.4mm)的開路支線後，在 12GHz 的  $S_{11}$  將近於 0dB， $S_{21}$  小於 -10dB，在 24GHz 的  $S_{11}$  小於 -10dB， $S_{21}$  將近於 0dB。

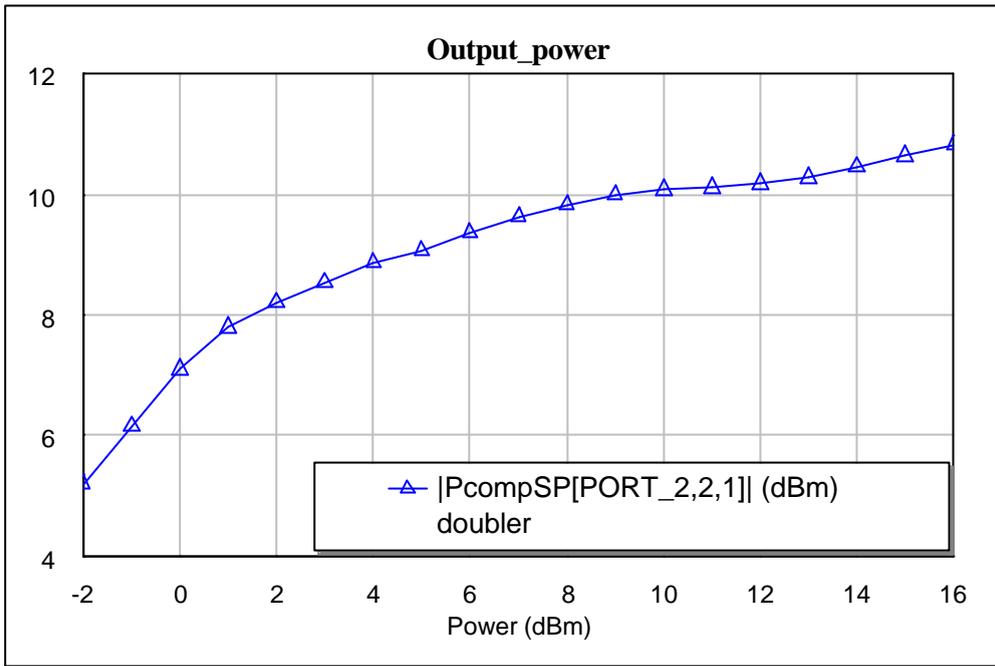


圖 3.2.6 倍頻器輸出功率之模擬

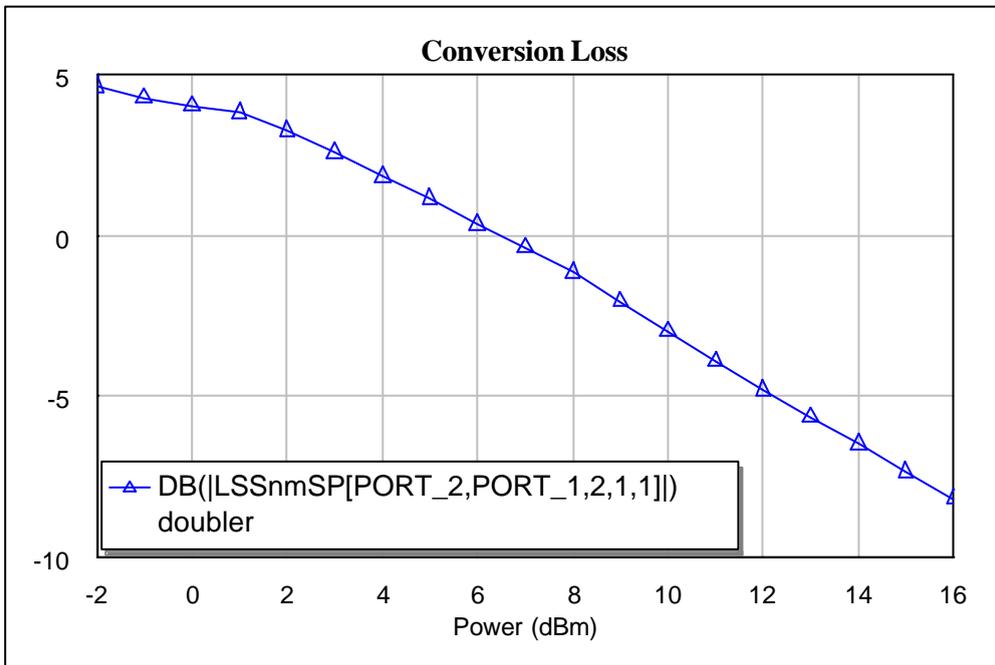


圖 3.2.7 倍頻器轉換損耗之模擬

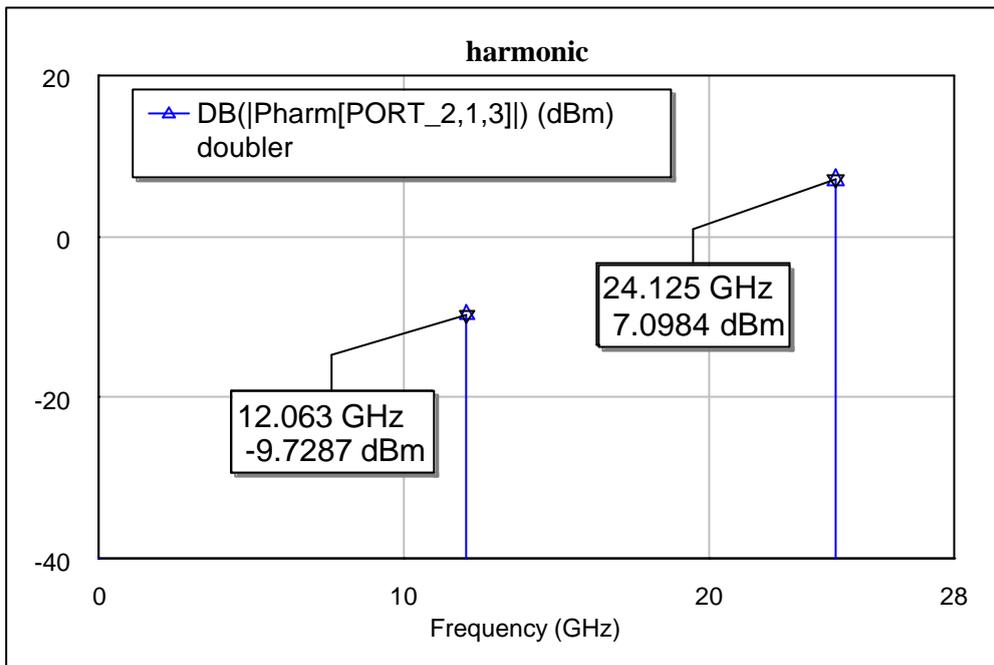


圖 3.2.8 倍頻器一倍頻壓抑之模擬(輸入 0dBm)

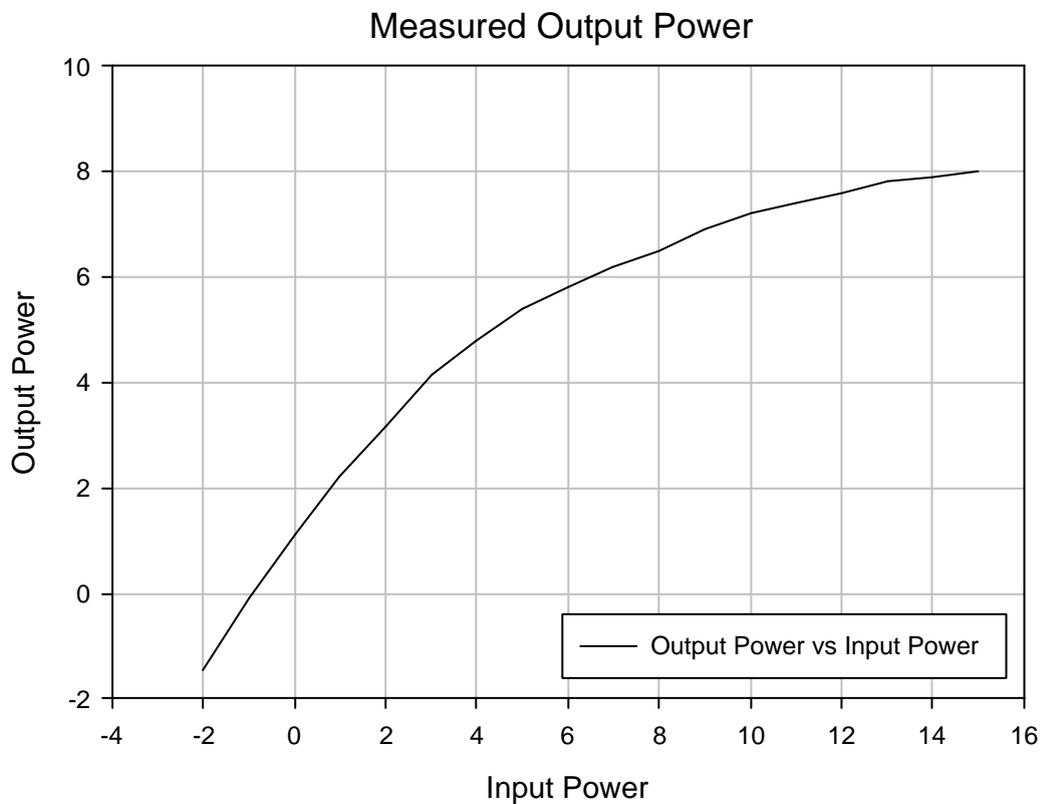


圖 3.2.9 倍頻器輸出功率對輸入功率之量測

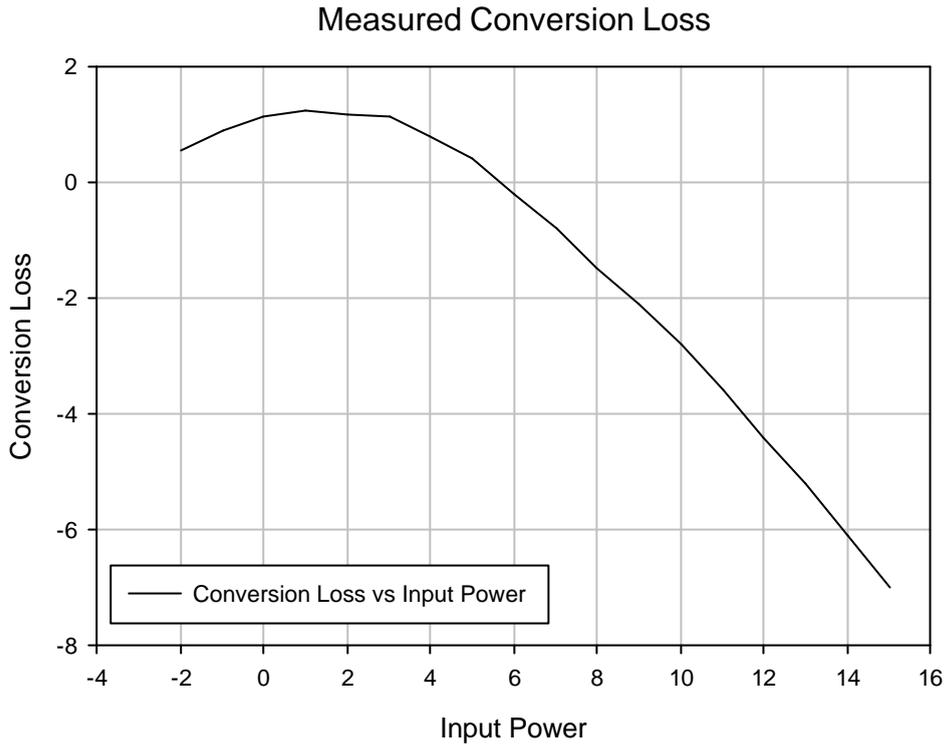


圖 3.2.10 倍頻器轉換損耗對輸入功率之量測

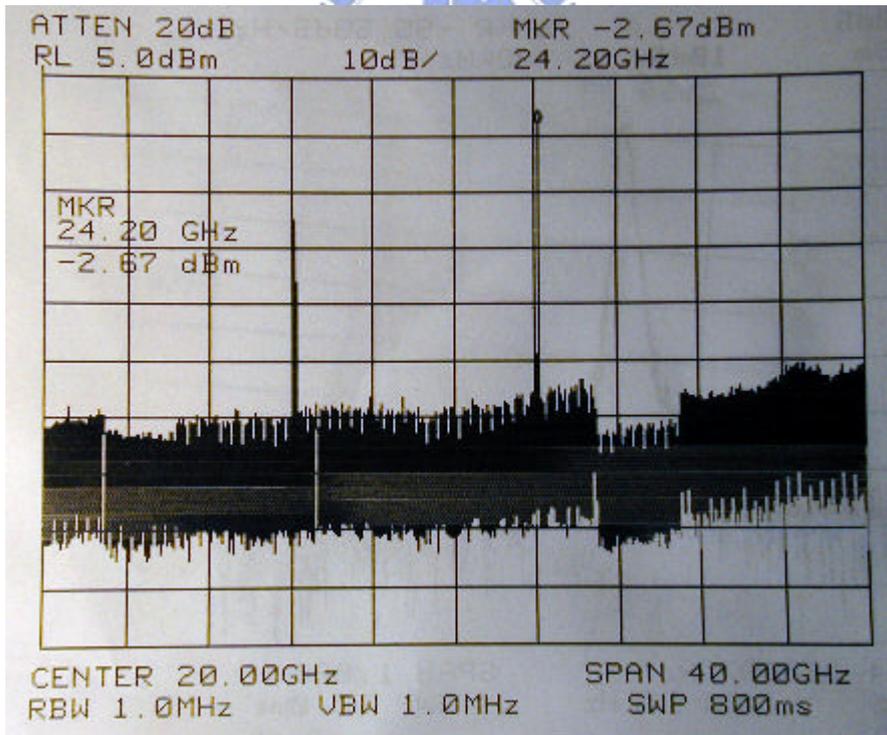


圖 3.2.11 倍頻器一倍頻壓抑之量測(輸入-2dBm)

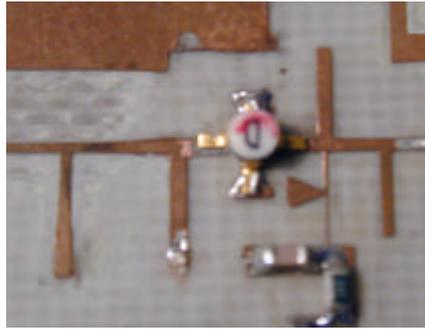


圖 3.2.12 倍頻器實體電路圖

圖 3.2.6-8 為倍頻器的模擬圖，圖 3.2.6 為輸出功率模擬圖，圖 3.2.7 為倍頻器模擬圖，由於此倍頻器偏壓在 Class-A，所以當輸入功率大於 7-8dBm 時，其振幅相當於電晶體的  $|V_p|$ ，此時由於電晶體的輸出波型(見圖 2.2.2)會產生下半週也出現截波的情形，因此會造成輸出功率飽和，轉換增益變差，圖 3.2.8 為輸出的諧波，可以看到一倍頻較二倍頻低 16dB，圖 3.2.9-11 違背頻器實際測量的結果，可以看到大約在輸入功率為 4dBm 左右，輸出功率就已經飽和，造成轉換增益下降，雖然整體的趨勢與模擬的結果並沒有差很多，但是輸出功率也較模擬低了 3dB 左右，應該是量測上所造成的誤差，對於一倍頻的壓抑，圖 3.2.11 為實際量測的結果，約為 20dB，較模擬好上許多，不過實際應用應該再加上一高通濾波器將一倍頻壓的更低。圖 3.2.12 為倍頻器的實體電路圖。

### 3-3 漏波天線模擬、實做與量測

本節將討論天線寬度與長度，對於其天線場型的角度的影響。漏波天線的場型像是斜的筆束一樣，見圖 3.3.1，而此防撞雷達所要求的是將雷達平貼在車子的側面，而能看到車子右後方或是左後方是否有來車，因此將天線的角度定為三十度，而由圖 3.3.1 中可看到，在 -y 方向有一個很大的波束，這是因為使用的漏波天線為開迴路，因此一部分的能量到了天線尾端會被全反射，而從相反的方向發射出洩漏波的場型，因此這個背向的波束跟主波束其形狀與角度都是對 x-z 平面成一個鏡像，這一個背面的波束是必須要避免的，主要是因為可能造成雷達誤判，另外由圖 3.3.1 中可看見，在接近 Z 軸的部分有一些小波束，這些小波數是希望被壓抑到小於主波束 15dB 以上。

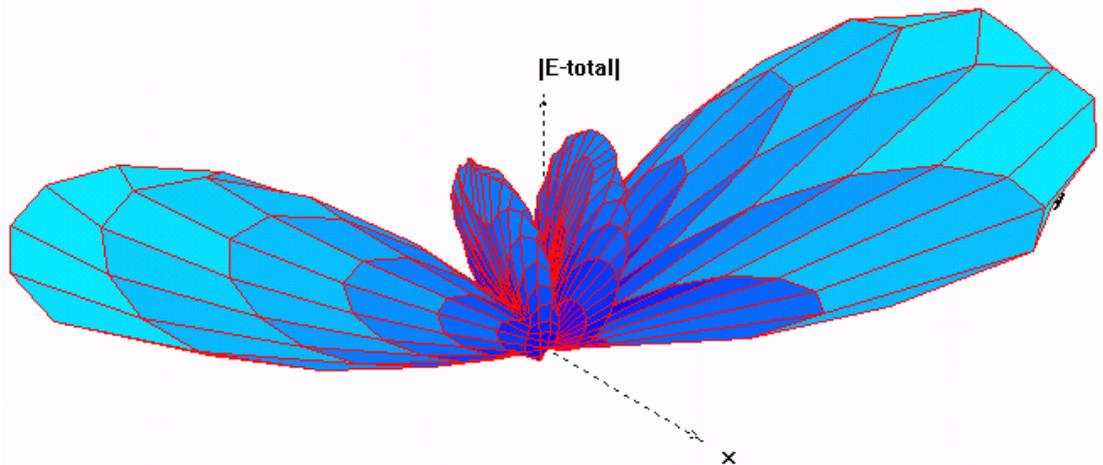


圖 3.3.1 漏波天線之 3D 場型

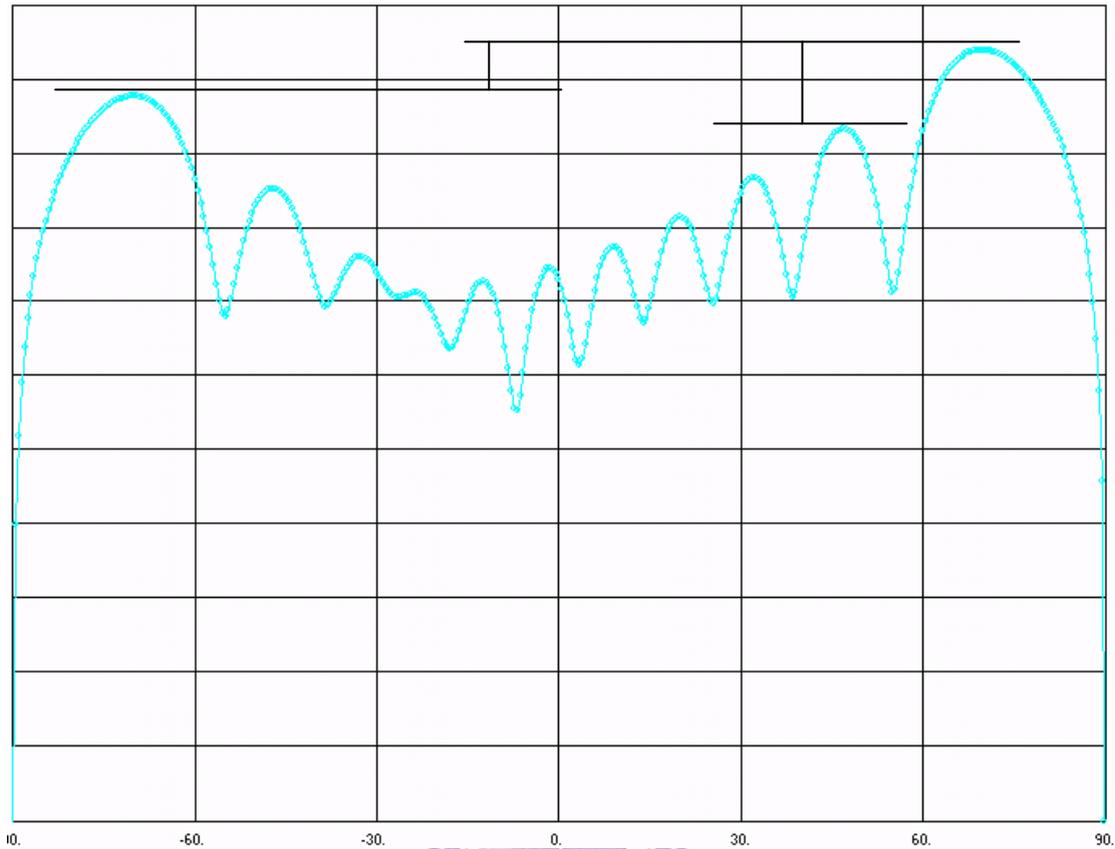


圖 3.3.2 漏波天線場型之 y-z 面

在圖 3.2.2 中，最右邊為所要的主波束，最左邊為背向的反射波束，這裡將之與主波束比較，在許多漏波天線的應用(如無線通訊)中都希望此兩波束能夠一樣大，但是在此雷達則希望能壓抑它，因此將此波束與主波束的比例稱為 Back Lobe Ratio，將討論天線的長寬對此比例所造成的關係，另外主波束旁第一個旁波束也是必須要壓抑的，此比例即為 SLL(Side Lobe Level)，也跟天線的長寬有關係。當然，最重要的則是主波束的角度以及半功率波束寬(HPBW)，這是這一隻天線所要設計的重點，同時也包含在雷達的規格內。以下的模擬使用 IE3D，板材為 RO4003，板厚為 8mil(0.2032mm)，介電常數為 3.38，損耗為 0.0027，銅厚為 0.7mil(0.01778mm)，模擬時的最高頻率為 30GHz，Cell/Wavelength 為 20，有 Auto Edge Cell 為 0.02，使用單端饋入如圖 3.3.3



圖 3.3.3 單端饋入示意圖

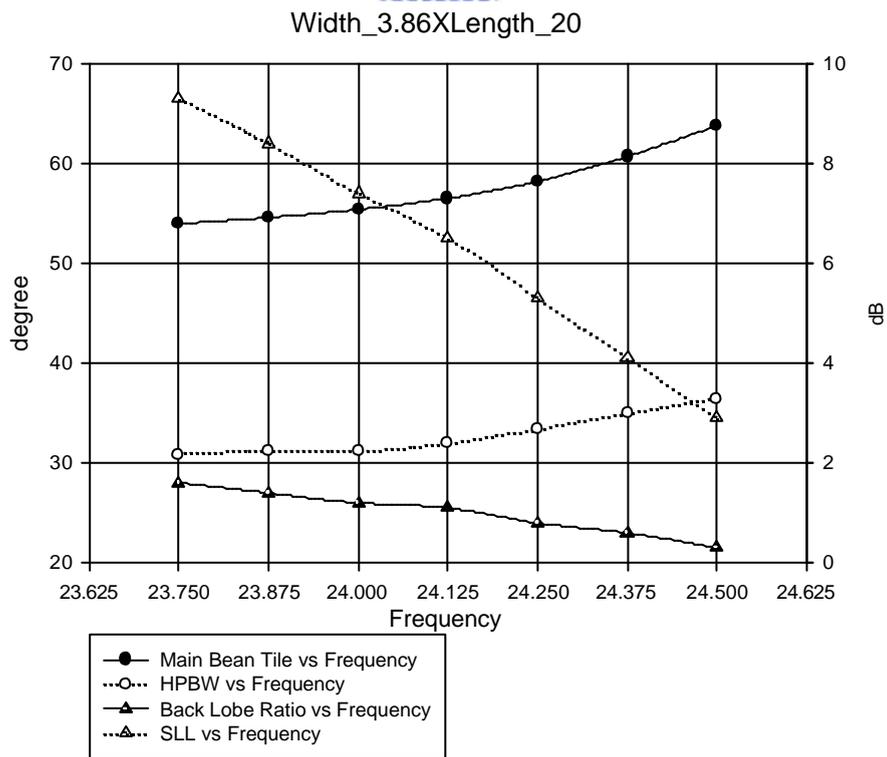


圖 3.3.4 寬 3.86mmX 長 20mm

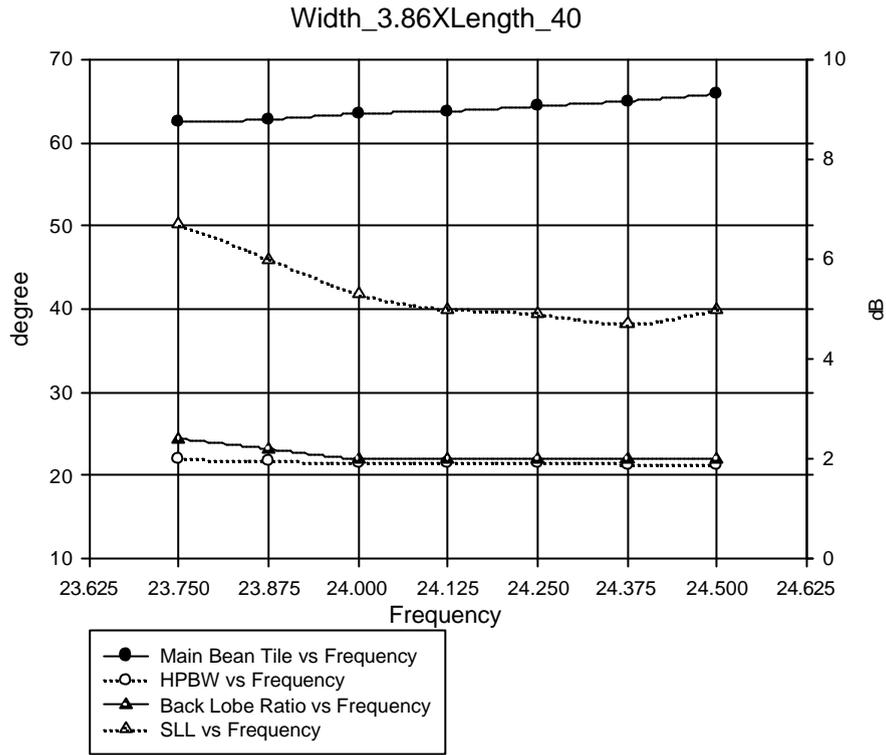


圖 3.3.5 寬 3.86mmX 長 40mm

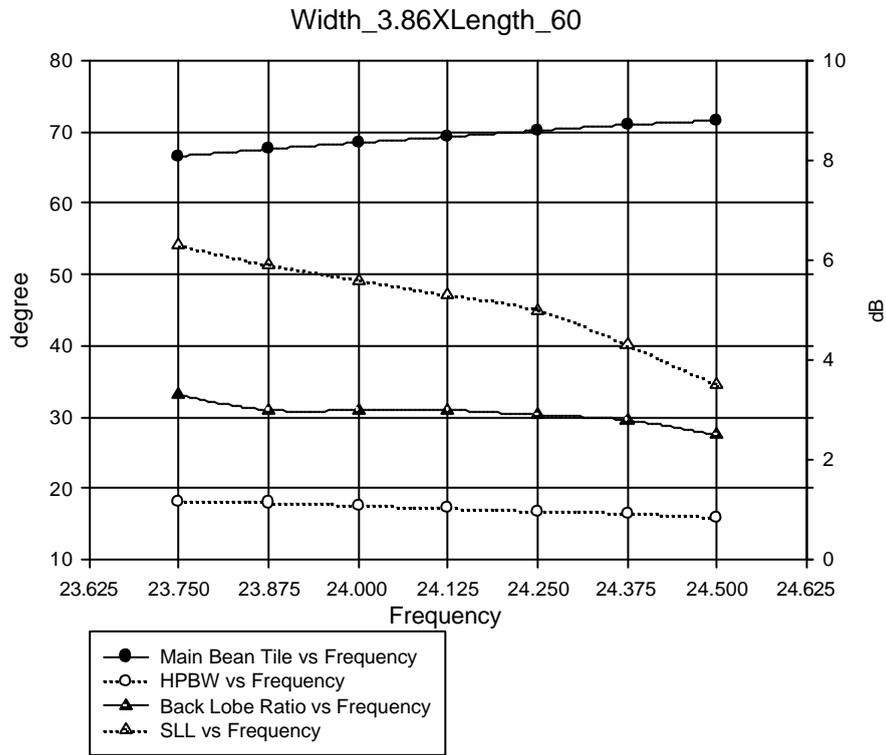


圖 3.3.6 寬 3.86mmX 長 60mm

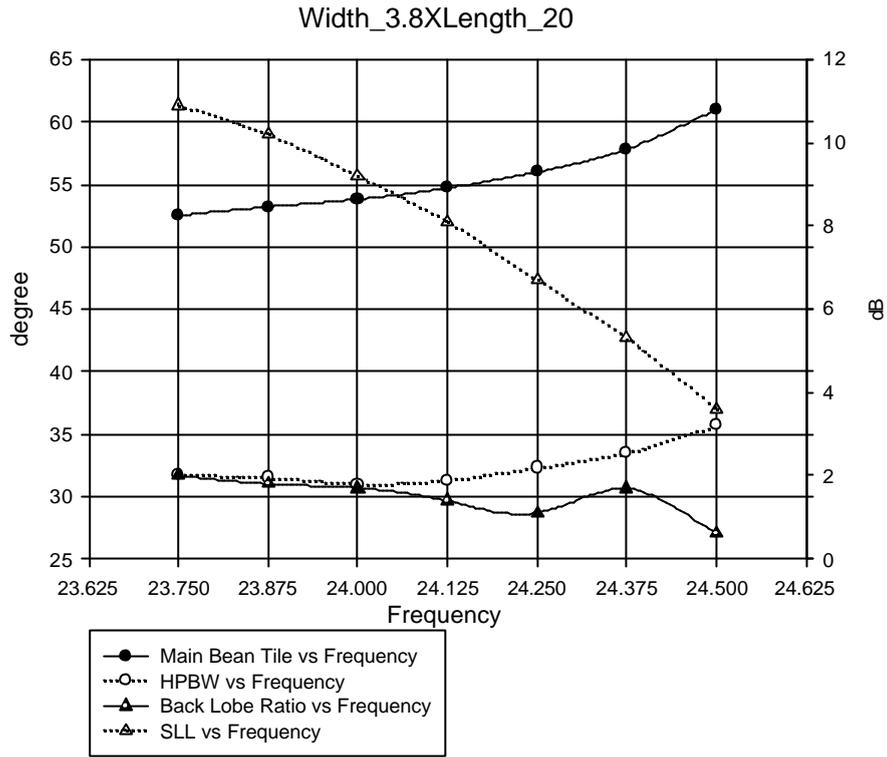


圖 3.3.7 寬 3.8mmX 長 20mm

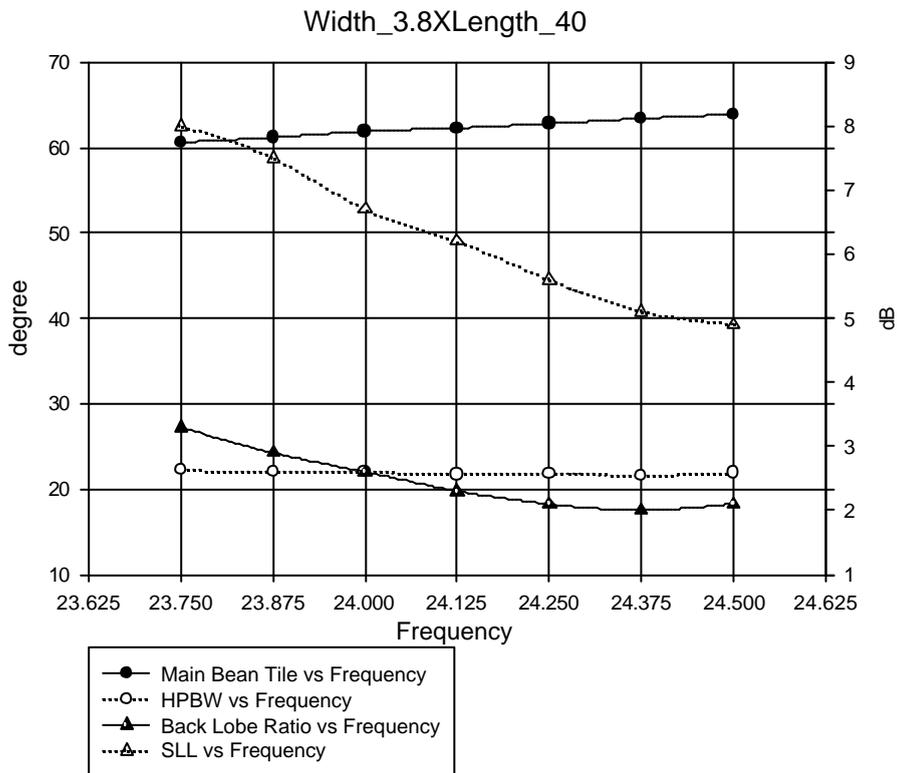


圖 3.3.8 寬 3.8mmX 長 40mm

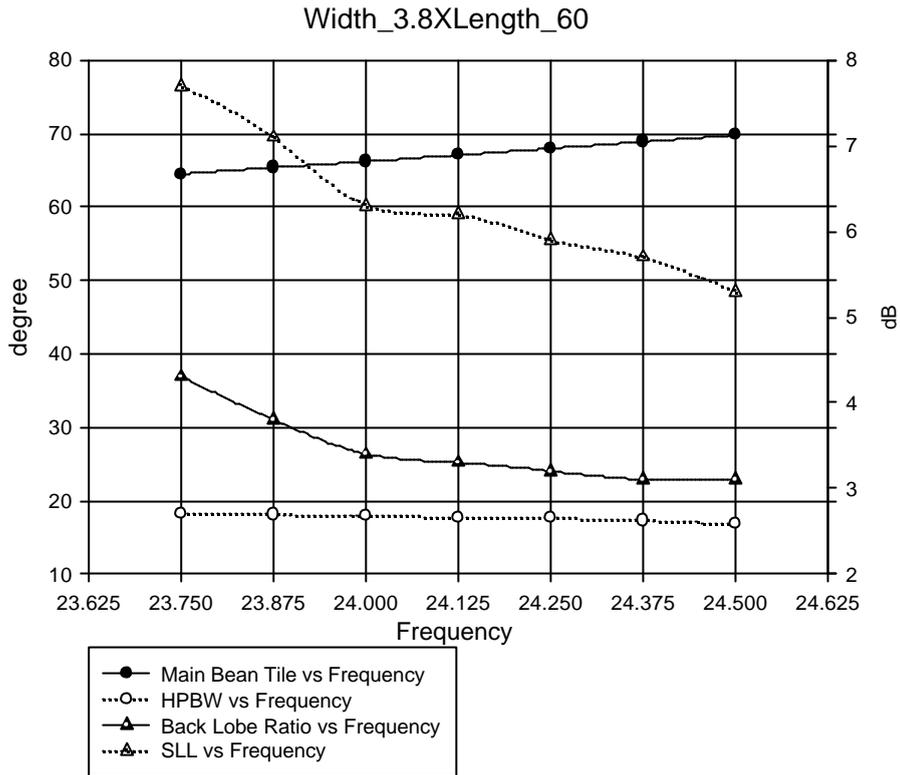


圖 3.3.9 寬 3.8mmX 長 60mm

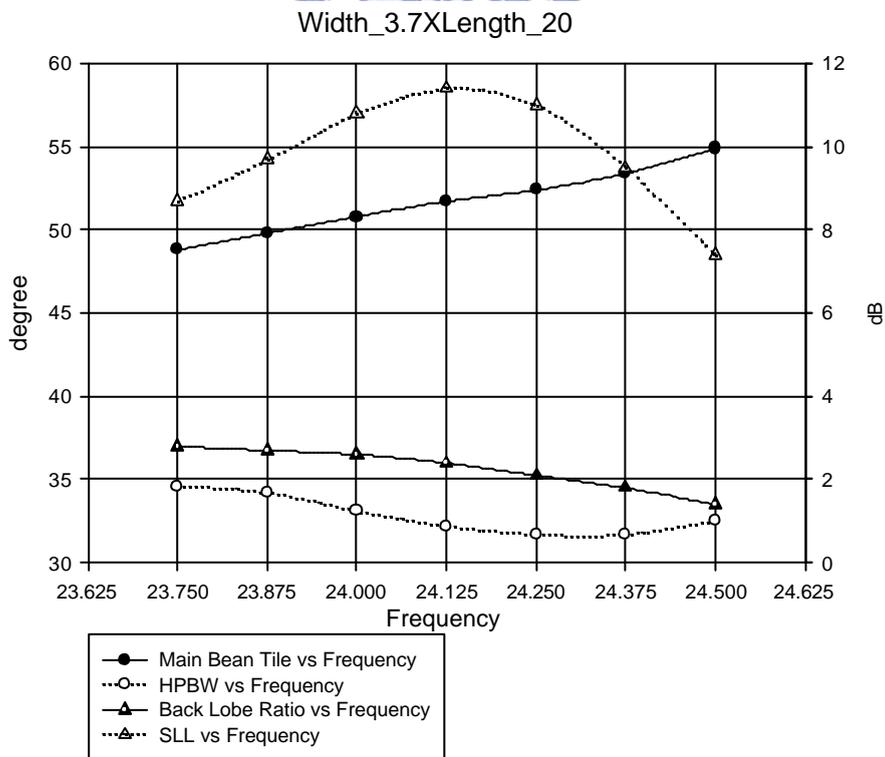


圖 3.3.10 寬 3.7mmX 長 20mm

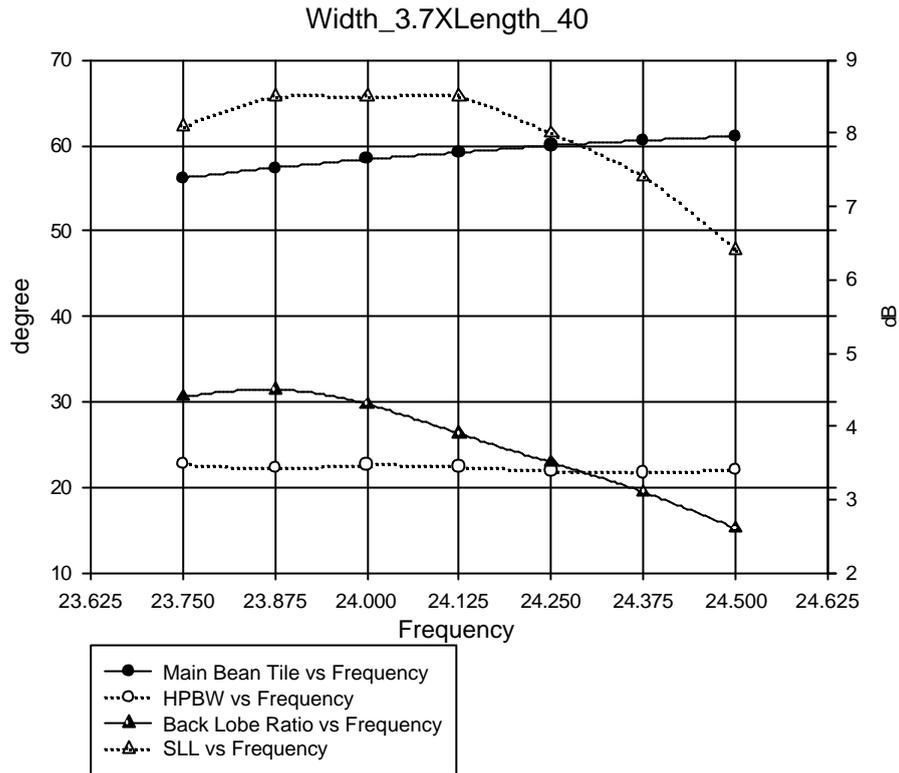


圖 3.3.11 寬 3.7mm X 長 40mm

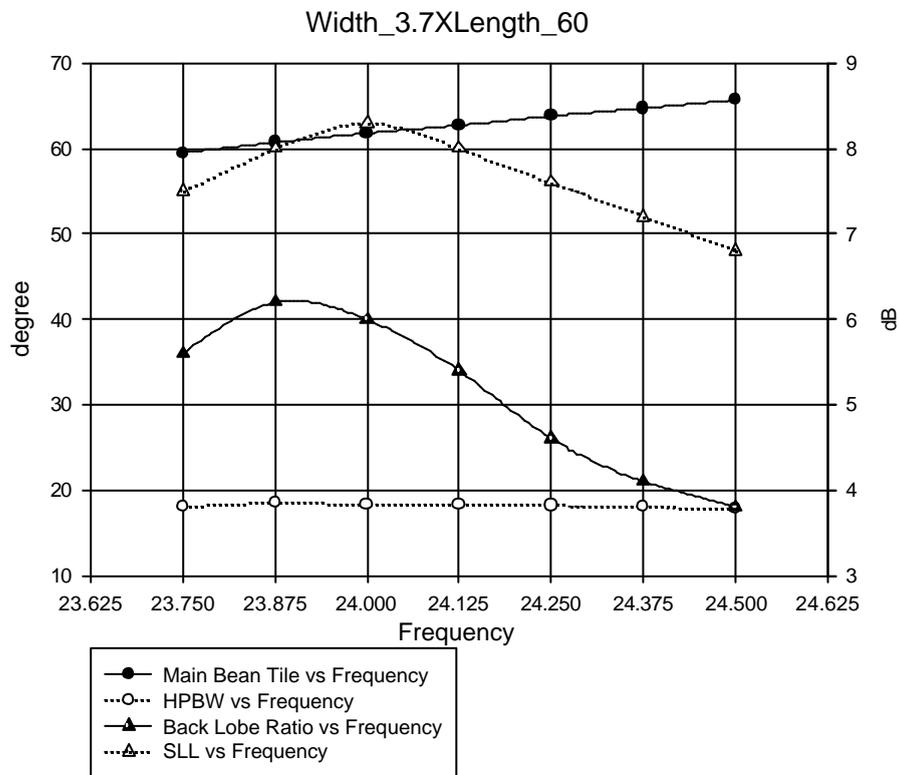


圖 3.3.12 寬 3.7mm X 長 60mm

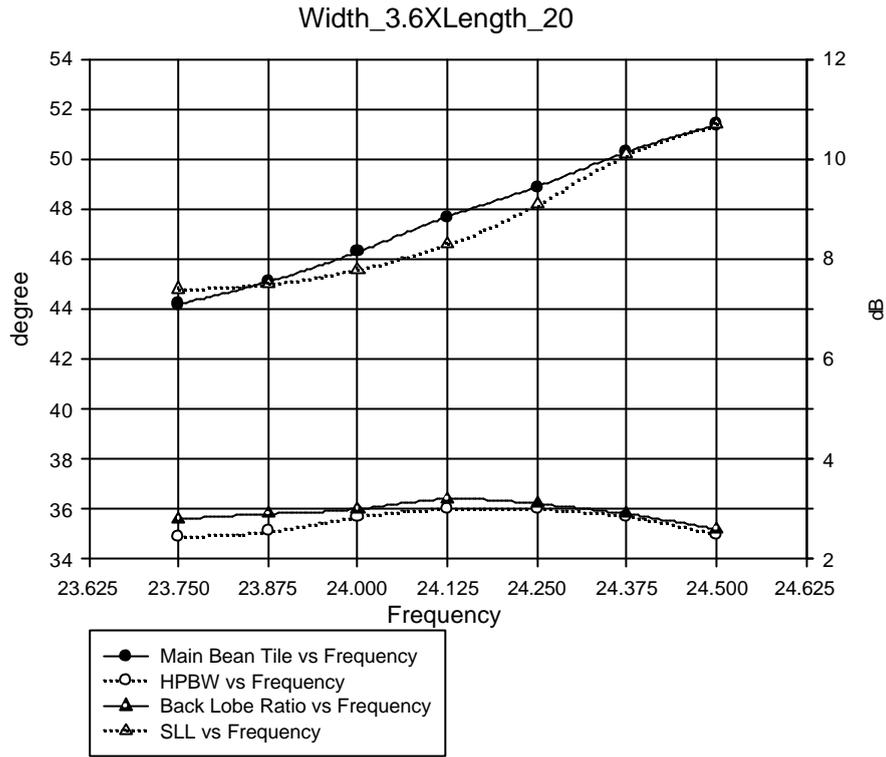


圖 3.3.13 寬 3.6mmX 長 20mm

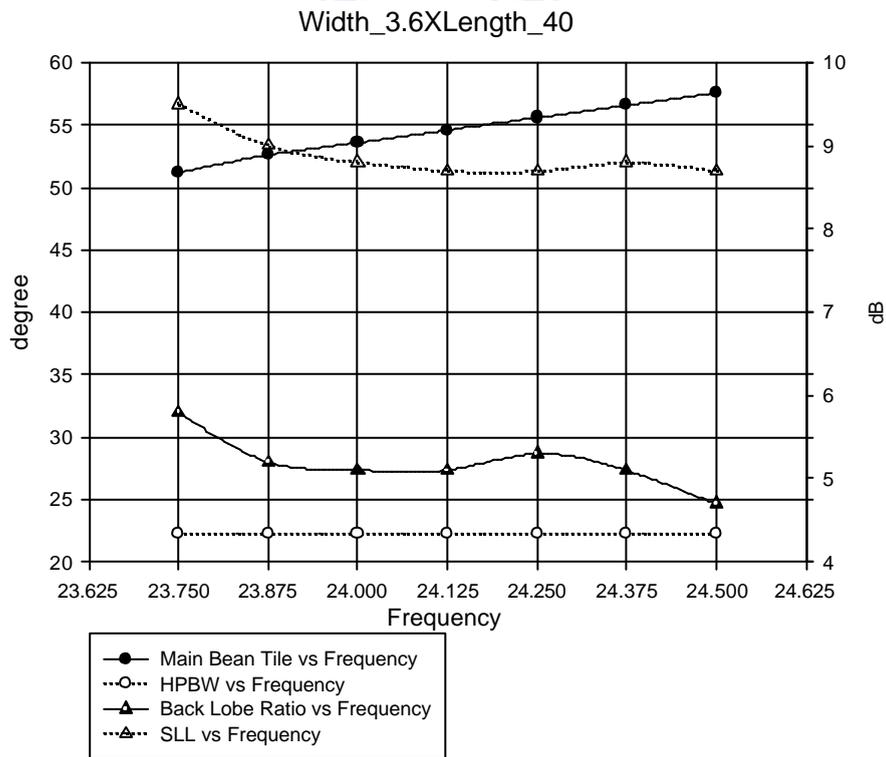


圖 3.3.14 寬 3.6mmX 長 40mm

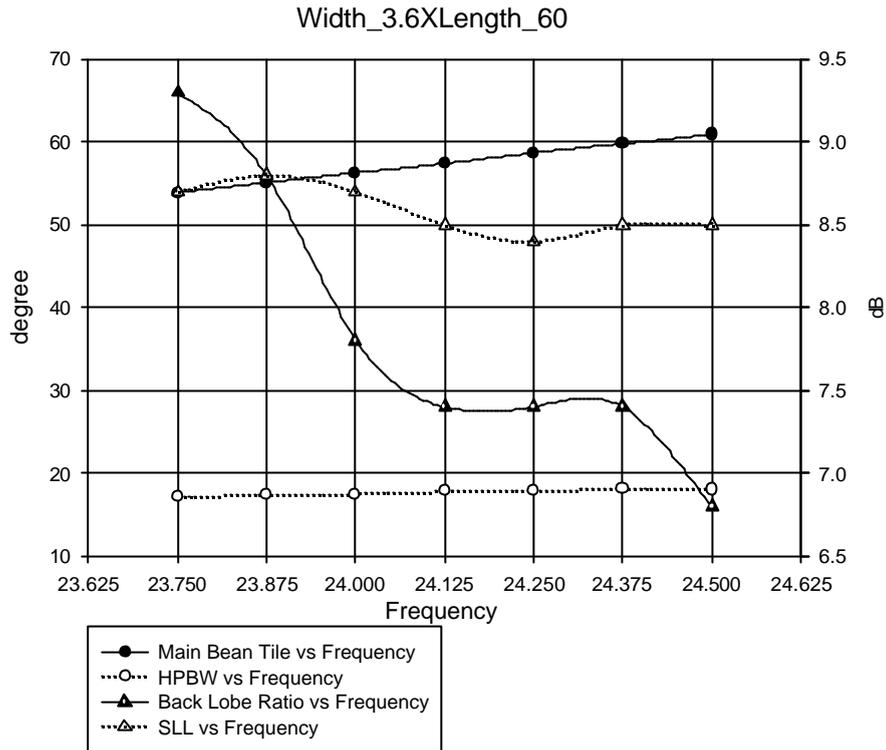


圖 3.3.15 寬 3.6mmX 長 40mm

圖 3.3.4-15 為包含雷達設計範圍所可能使用到的天線尺寸整體的模擬，由於雷達所要求的角度為水平仰角 15 度到 30 度，相當於與垂直線夾角為 60 度到 75 度，而 IE3D 所模擬出來的結果皆為與垂直線的夾角。可以觀察到，除了一般的文獻對於漏波天線的分析指出，寬度會影響天線場型傾斜的角度，長度也是一個嚴重影響請鞋角度的參數，對同樣一個尺寸的天線來說，當頻率往上增加的時候，等效上天線的長度變長，因此天線場型的傾斜角度，會漸漸的增加，此外隨者等效長度的增長，背向的波束相較於主波束的比例也會下降，而半功率波束寬在此頻率範圍內並沒有什麼改變，而次波束與主波束的比例則是隨著結構有著變化，與頻率也沒有太大的關係。

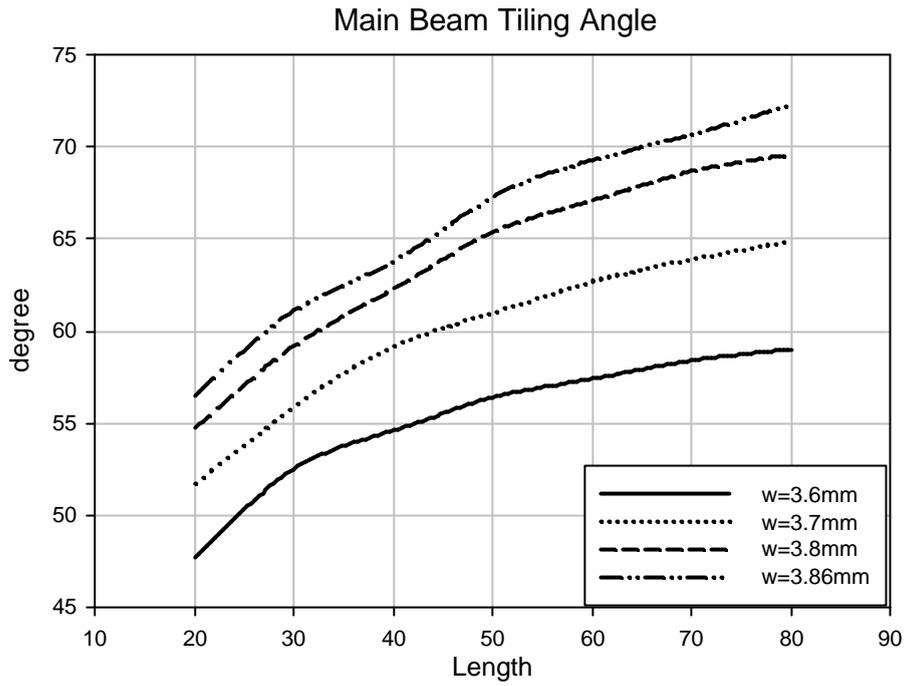


圖 3.3.16 天線場型傾斜角與長度的關係圖(24.125GHz)

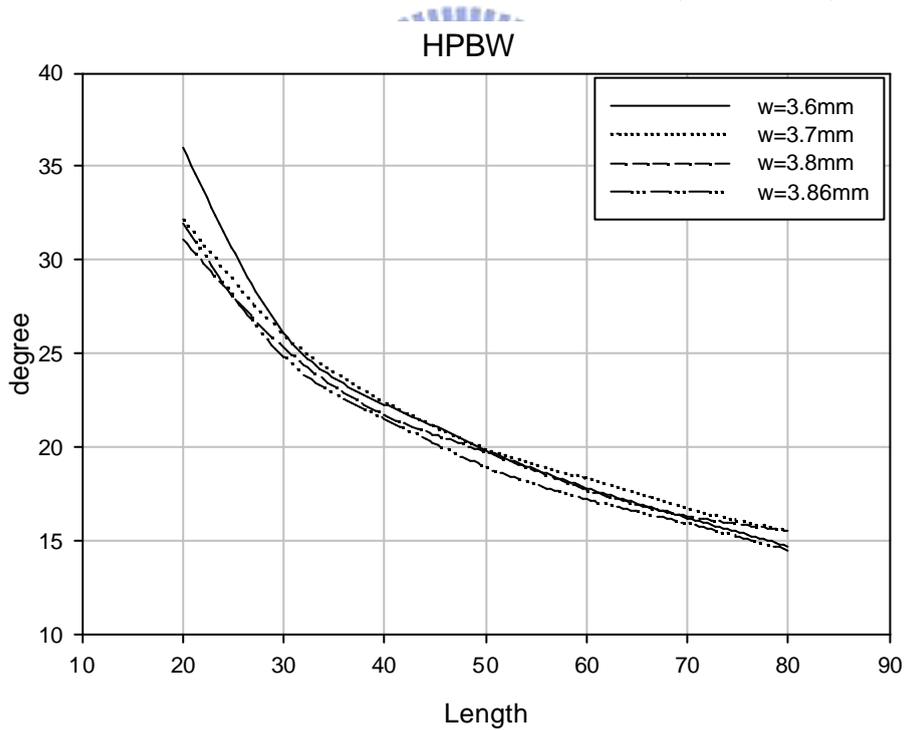


圖 3.3.17 半功率波束寬與長度的關係圖(24.125GHz)

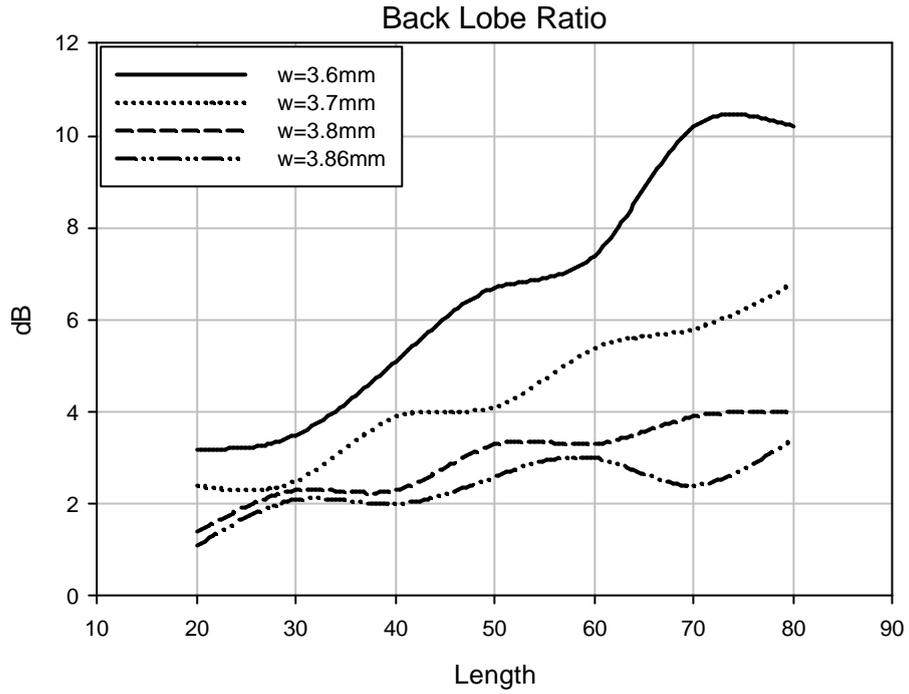


圖 3.3.18 背向波束與主波束之比例關係(24.125GHz)

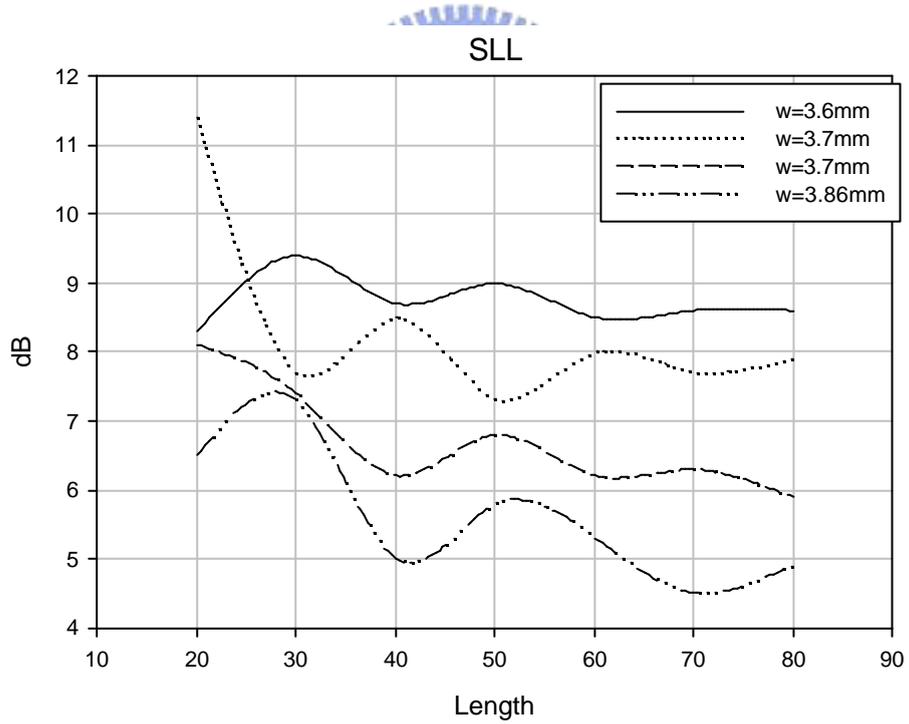


圖 3.3.19 SLL 與長度的關係(24.125GHz)

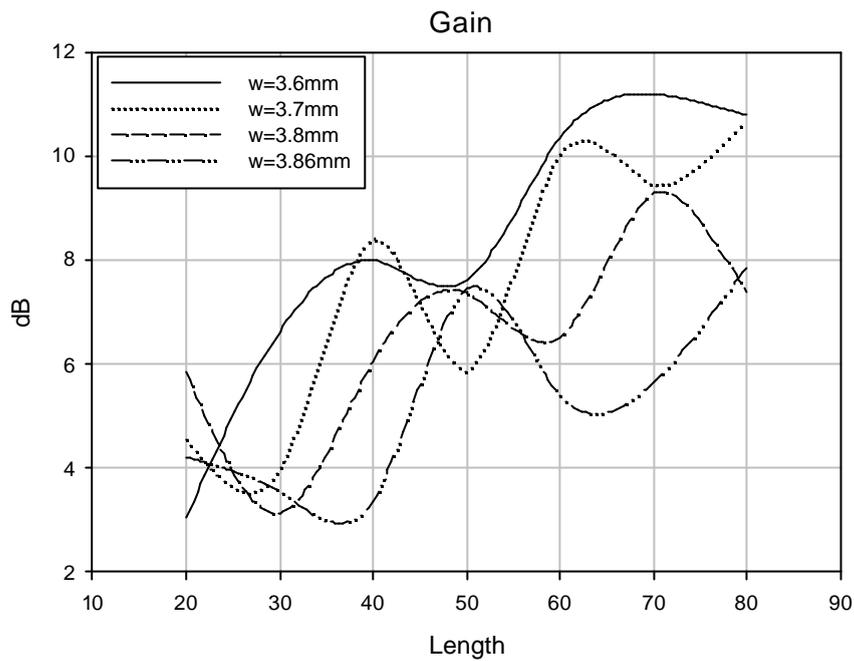


圖 3.3.20 天線增益與長度的關係(24.125GHz)

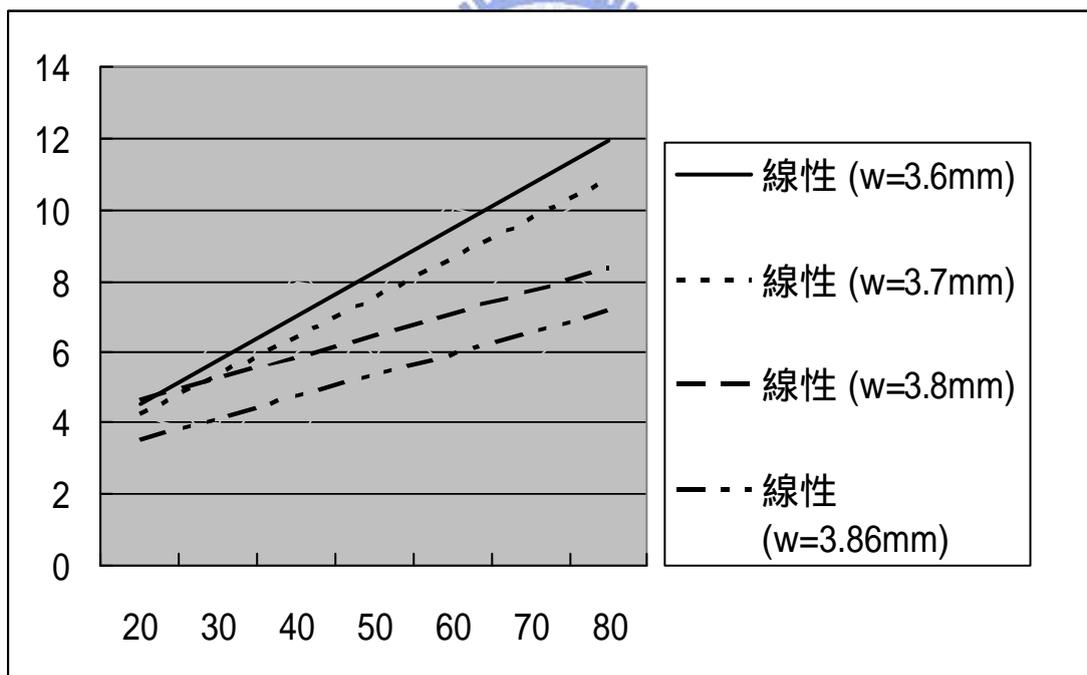


圖 3.3.21 天線增益與長度的關係(線性趨勢)

圖 3.3.16-20 為此漏波天線各參數在 24.125GHz 的時候，對於改變長度以及寬度所造成的影響。

圖 3.3.16 為天線場型傾斜角與長度的關係，可以觀察到，除了寬度是最大的影響傾斜角度的原因以外，長度也是一個重要的因素，對同樣的長度的天線，寬

度越寬則傾斜的角度越大，而對相同的寬度來說，長度越長則傾斜的角度也越來越大，然而當長到一個程度，其傾斜的角度會趨近於一個數值，此值即為 2-3 節中所提到特定的天線寬度在特定的頻率之下的角度，因為 2-3 節中的微帶線漏波天線其長度都是假設無限延伸的。

圖 3.3.17 為主波束的半功率波束寬，可以看到不同的寬度對於半功率波束寬的影響其實是很細微的，然而長度的影響卻是很大的，本雷達一開始所定下的，對於半功率波束寬的要求為 15 度，因此由此圖可以發現天線的長度至少要超過 80mm 才能符合此條件，若是想要偵測的範圍廣一點讓偵測的時間加長，因而需要加大半功率波束寬，也可以經由此圖查出大概所需要的天線的長度，以符合其需求。

圖 3.3.18 為背向波束對主波束的比例，可以看見當長度固定的時候，寬度愈窄其比例越大，原因是因為寬度越窄其  $b_y$  越小(見圖 2.3.4)  $b_z$  越大，傾斜的角度越小，也就是說漏波的程度越嚴重，因此背向的波束就越小，另外，當寬度固定的時候，此比例則隨著天線長度加長而上升，這是很容易理解的，因為天線越長，能量洩漏的越多，因此反彈回來的就變少了。

圖 3.3.19 為 SLL 對長度的關係，當寬度固定的時候，SLL 隨著長度的變化雖然有變小的趨勢，但是並沒有很明顯，反而再固定長度的時候，寬度越窄，其 SLL 越大，這是在設計漏波天線的時候必須要很注意的參數。

圖 3.3.20 為天線增益對長度的關係，由於天線的長度對阻抗有很大的影響，所以看固定差值的不同長度的天線，會出現像圖 3.3.20 一般出現正弦波的現象，因此將圖 3.3.20 作一次線性的趨勢圖，得到圖 3.3.21，比較能夠分析，可以看到在固定長度的時候，寬度越窄的增益越大，如同圖 3.3.18 的解釋，寬度越窄，其漏波的強度越強，因此其增益越大，這是很顯而易見的，而固定寬度，加長長度時，增益也會越來越大，我的看法是因為，漏波天線的場型，是由微帶線狀的天線邊緣的漏電場所輻射出來的，而這邊緣的漏電場其實也是呈現週期性的分佈，

如圖 3.3.22 見其比較深色的部分則為其邊緣漏電場，因此若將每一個週期視為一

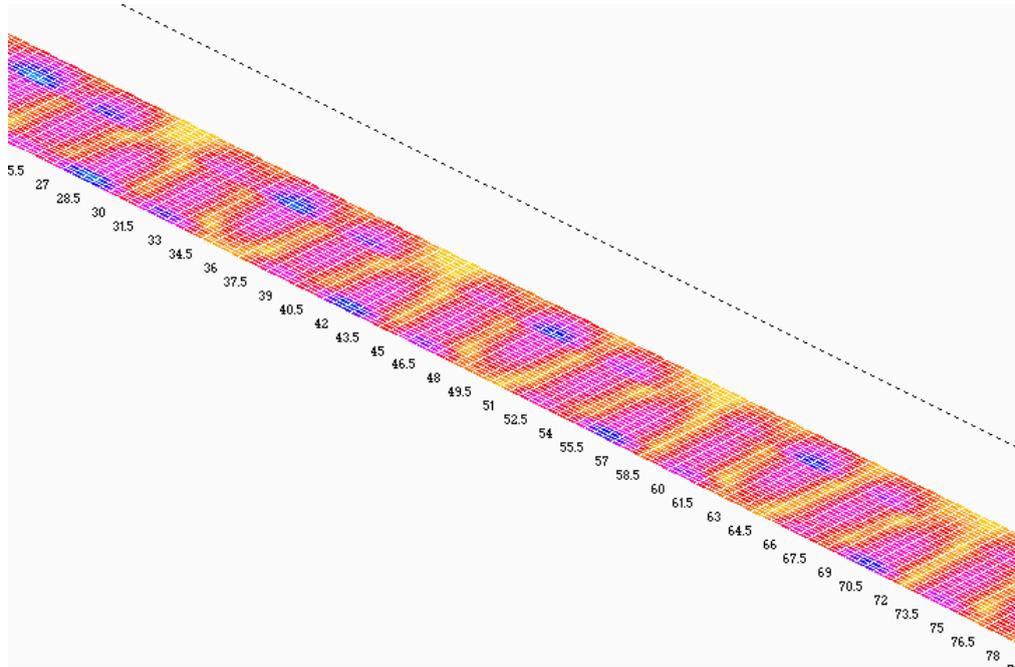


圖 3.3.22 漏波天線邊緣之漏電場

個獨立的天線，而整體的場型可視為每一週期的場型加上陣列的效應，因此就可以解釋當天線越長的時候，其增益為增加的情形，由於並無法模擬天線非常長的情形，但是可以預料的，因為漏波天線的特性就是能量一邊在微帶線中傳播一邊輻射出去，因此若是在天線非常長的情形下，到最後就幾乎沒有能量在天線中，因此其增益也會趨近一個固定的值，而非無限制的增加。

圖 3.3.23 為漏波天線之實體圖，在此漏波天線採用單端饋入，可以發現與圖 3.3.3 有些許的不同，其 50 歐姆饋入線離天線的邊緣有一小段距離，這是因為稍微移動饋入線使其遠離天線邊緣，可以得到較佳的阻抗匹配的效果，再雷達中由於想要獲得更高的天線增益，因此採用 4\*1 的天線陣列，其饋入網路是由均功率分配器所組成，此功率分配器由兩段 50 歐姆線並聯成為 25 歐姆，再藉由一段阻抗為 37.5 歐姆，等效電路長度為四分之一波長@24.125GHz 的傳輸線轉換器，將阻抗轉回 50 歐姆

圖 3.3.24 為單一之天線之  $S_{11}$  的模擬結果，圖 3.3.25 則為單一之天線的  $S_{11}$  的量測結果，圖 3.3.26 則為天線陣列(x4)的  $S_{11}$  的量測結果，模擬的 S 參數其頻寬較

窄，不太符合漏波天線的特性，而實際量測的 S 參數比較能符合文獻上的結果，出現了非常寬頻的現象，由天線陣列的 S 參數可看出結果，其頻寬已超過 10%。

圖 3.3.27 與 28 分別為天線陣列的模擬與量測的場型，模擬的場型最大增益為 14dB，SLL 為 11dB，背向波束與主波束比例為 9 dB，量測的場型最大增益約為 13.5dB，可以說相當的接近，而整體的場型的趨勢也都非常的相近，唯一不同的是其背向波束非常小，推測可能的原因是因為板材的損耗較預期的大。

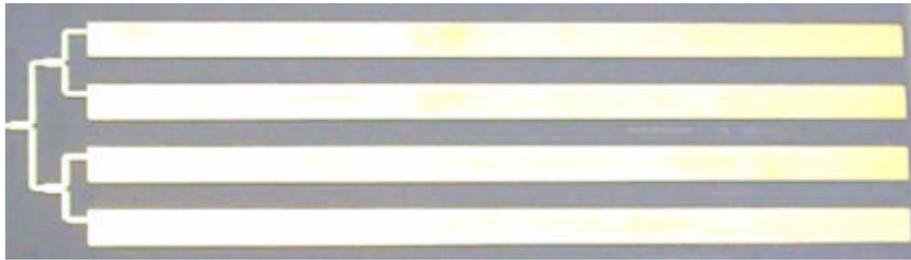


圖 3.3.23 漏波天線之實體圖

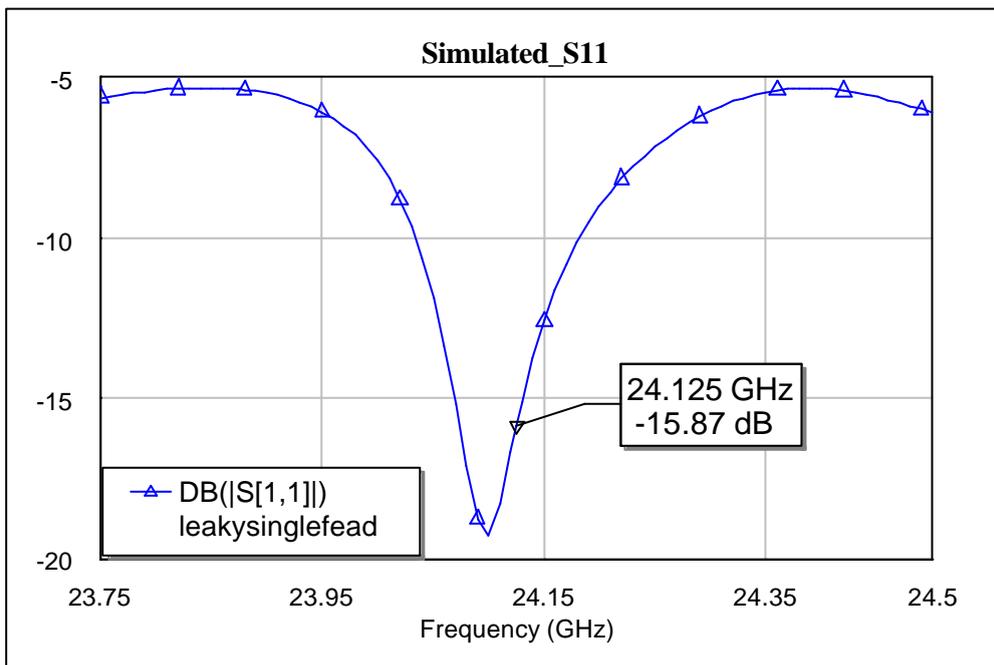


圖 3.3.24 單一天線之 S11 模擬結果

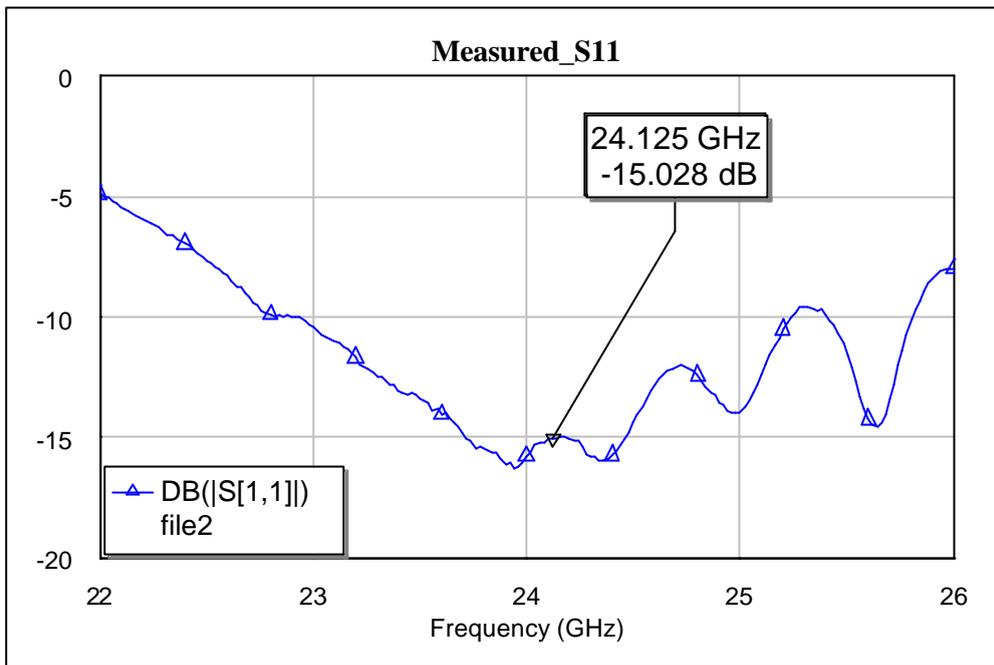


圖 3.3.25 單一天線之 S11 量測結果

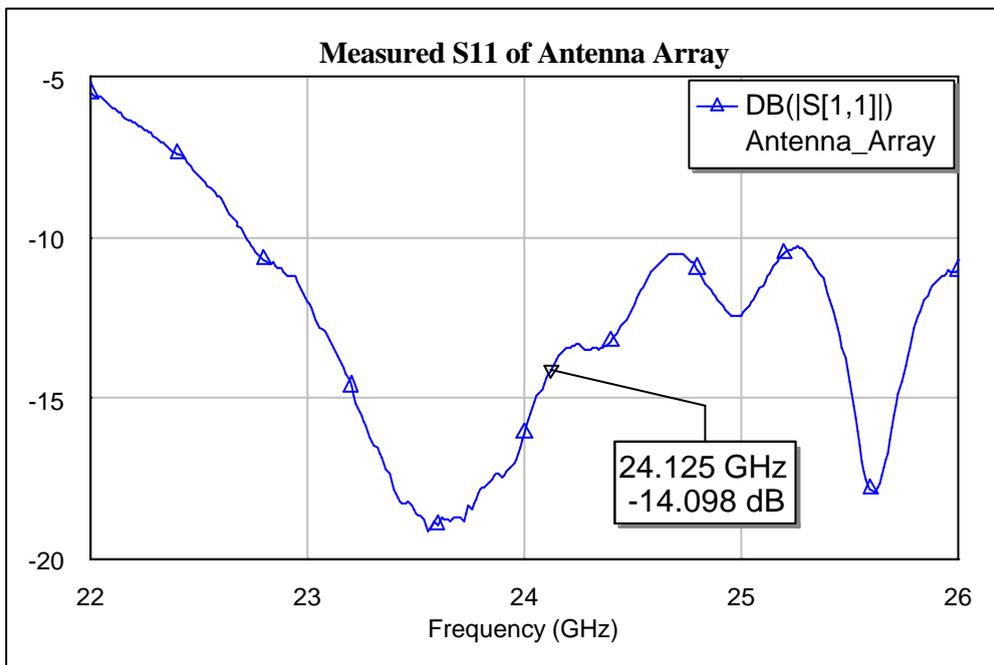


圖 3.3.26 天線陣列(x4)之 S11 量測結果

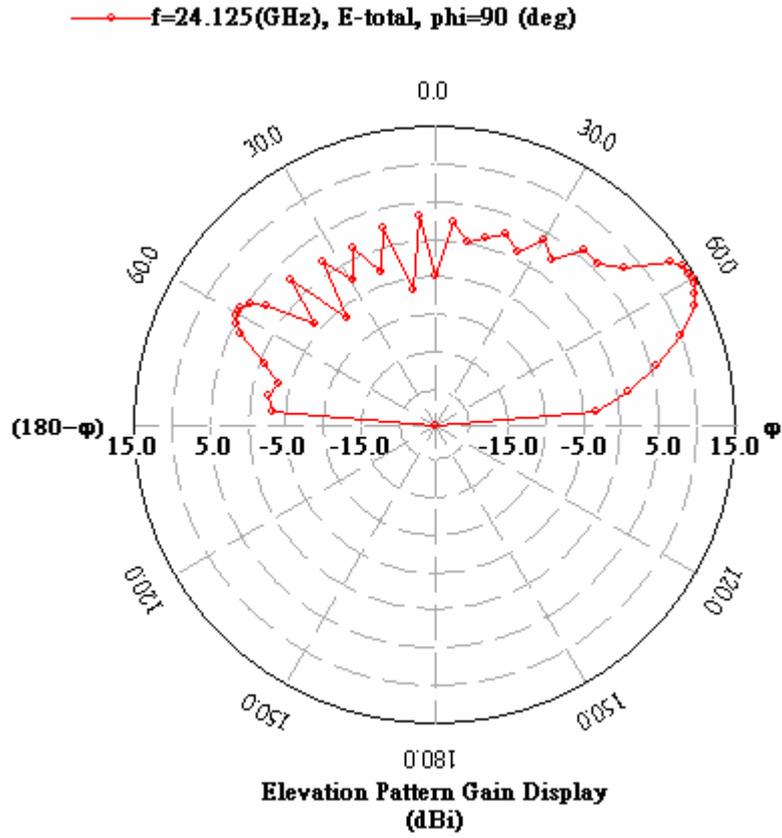


圖 3.3.27 天線陣列(x4)之模擬場型

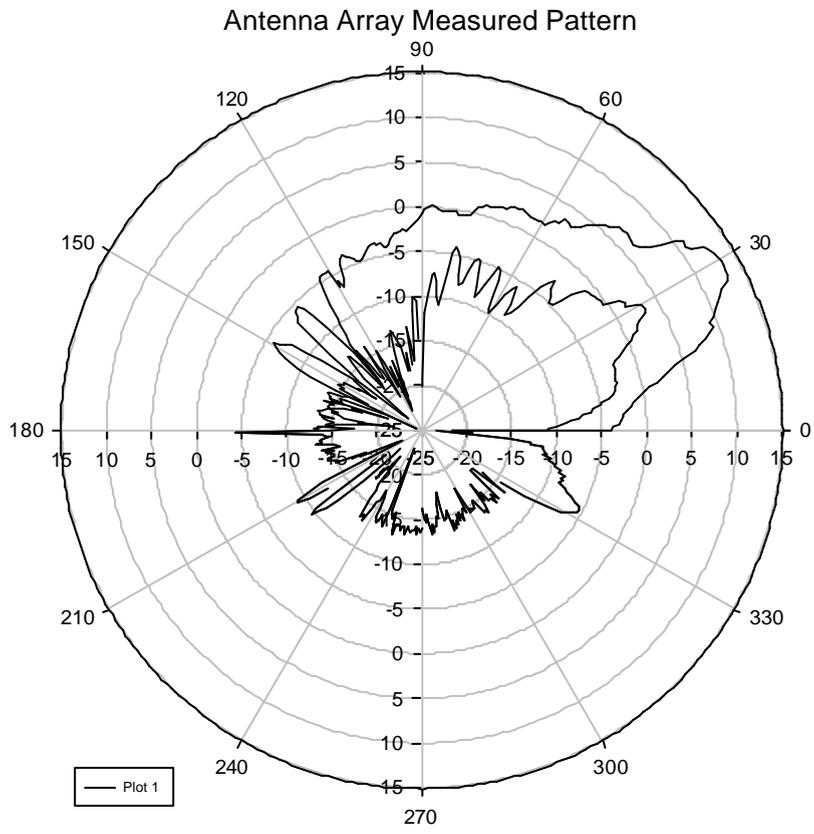


圖 3.3.28 天線陣列(x4)之量測場型

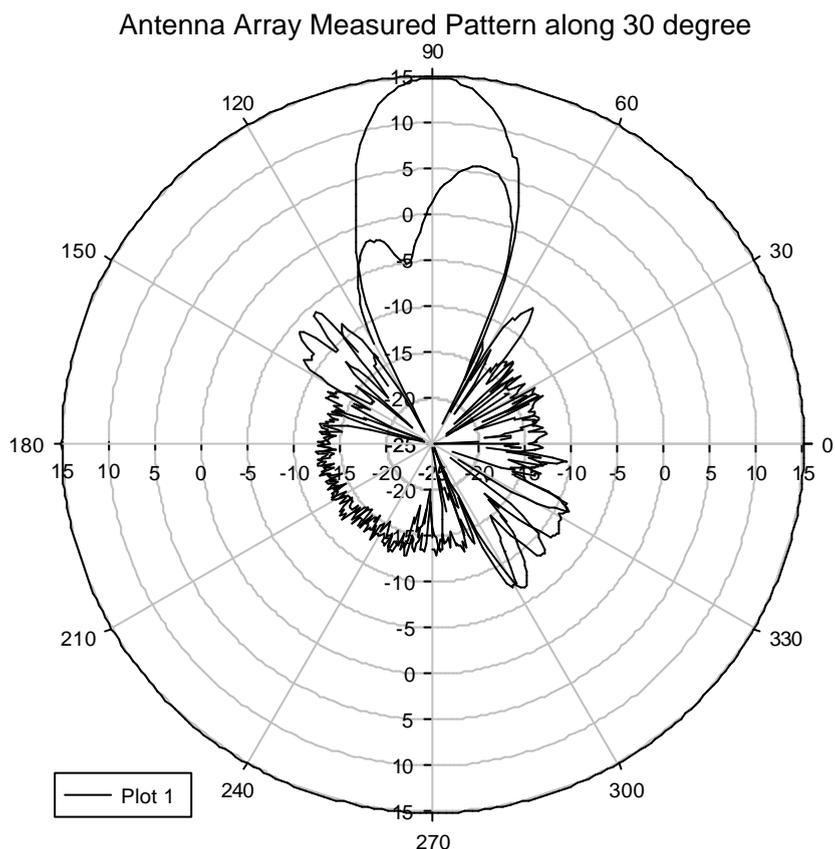


圖 3.3.29 天線陣列於 30 度角切面之場型

圖 3.3.29 為一個特別的量測，之前的天線場型都專注在  $y-z$  面上，但是事實上漏波天線在其傾斜的角度的平面上，會有展開像是扇型的場型，見圖 3.3.30 這張圖是單一隻漏波天線的 3D 場型在不同的角度所觀察的結果，由於雷達最後的應用會平貼在車身的側面來進行側後方物體的偵測，此時天線的  $x$  方向為轉向垂直地平面的方向，因此在  $x$  方向展開為扇型的場型會讓雷達發射去的信號打到地面上，因而造成誤判的情形，所以在  $x$  方向組成天線陣列不僅僅是提高天線的增益，同時也為了解決此  $x$  方向波束太寬的問題，圖 3.3.29 為將天線傾斜 30 度角(天線的最大增益所在的角度)所量側的場型，可以看到在這個平面上，其半功率波束寬約為 18 度，算是可以接受的值，而 SLL 約 23dB 可以說相當的低，當然最後可以視需要增加  $x$  方向的天線陣列的數目，來將此平面上的半功率波束寬更小。

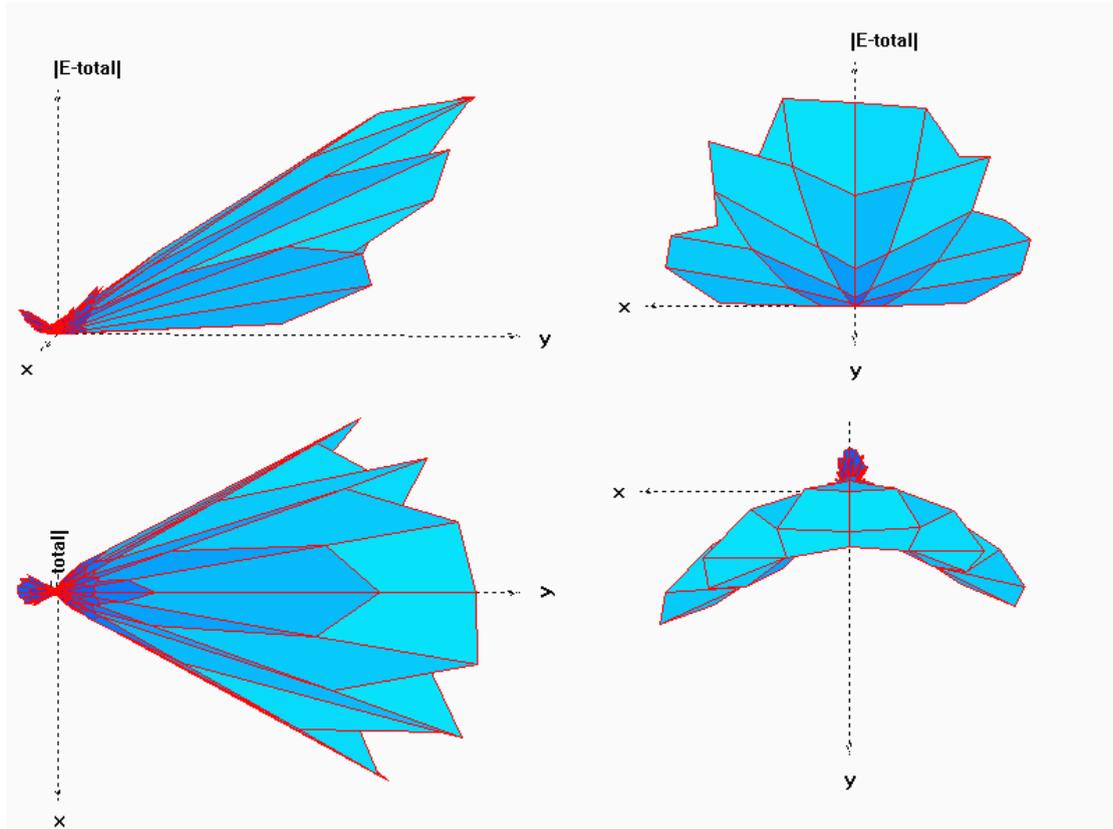


圖 3.3.30 漏波天線之 3D 場型



### 3-4 雷達系統模擬、實作與量測

在本系統中，12GHz 的震盪源為 DRO 震盪器，為吳杰霖學長所製作，見圖 3.4.1-3，其相位雜訊為-104dBc/Hz@100KHz Offset，輸出功率為-0.67dBm。

而混波器則為何丹雄同學所製作的旁路混波器，混波器架構見圖 3.4.4。此混波器使用了九十度的混波器，因此較一般的混波器不同，擁有相當低的反射損耗，而在基頻接收的部分，因為使用了差動架構，因此可以抑制因為使用零中頻接收機的架構所產生的閃爍雜訊。

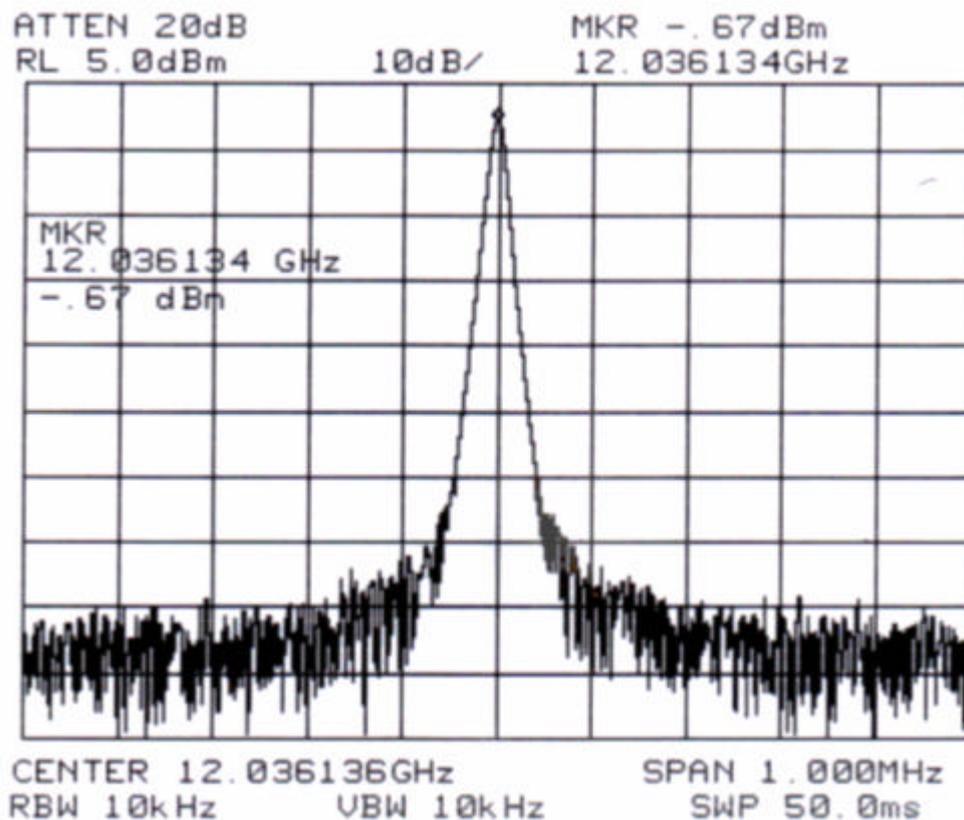


圖 3.4.1 DRO 震盪器輸出功率

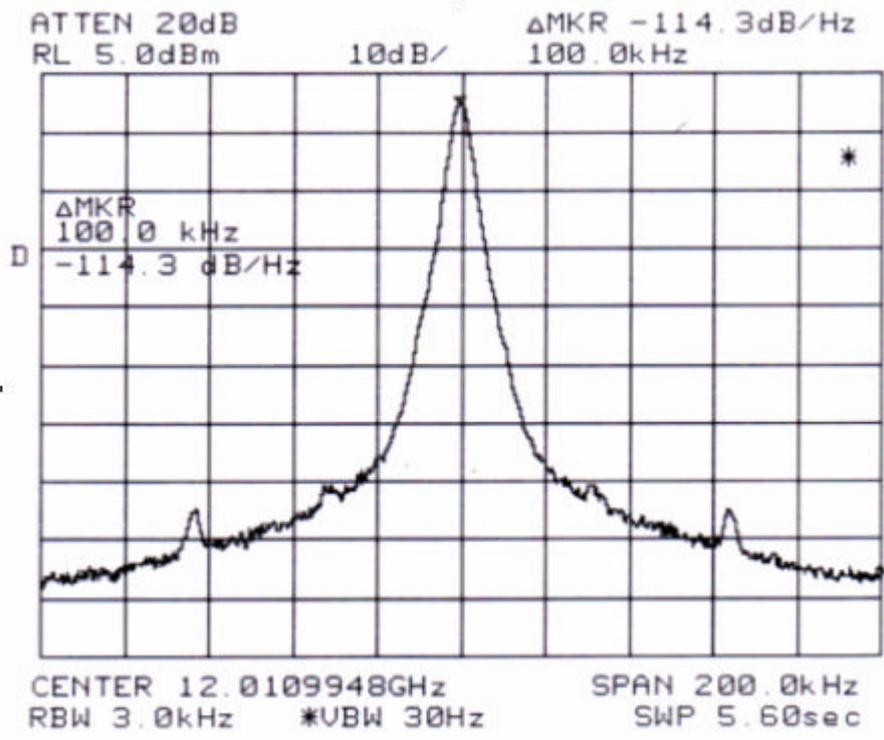


圖 3.4.2 DRO 震盪器的相位雜訊

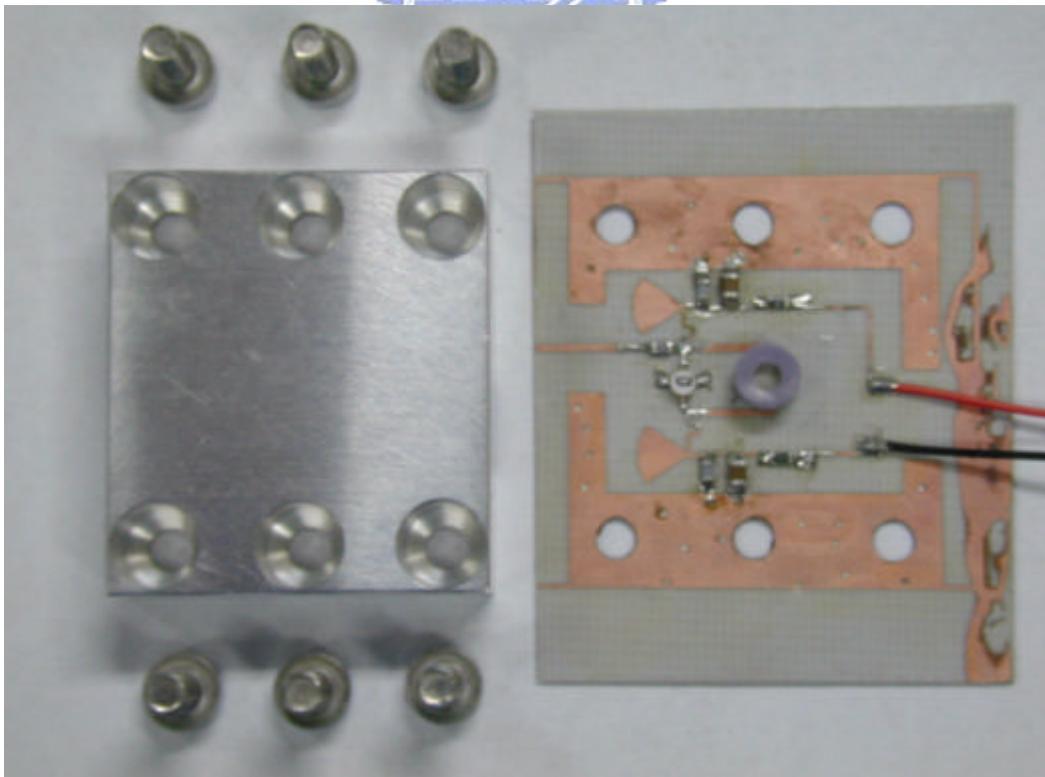


圖 3.4.3 DRO 振盪器電路圖

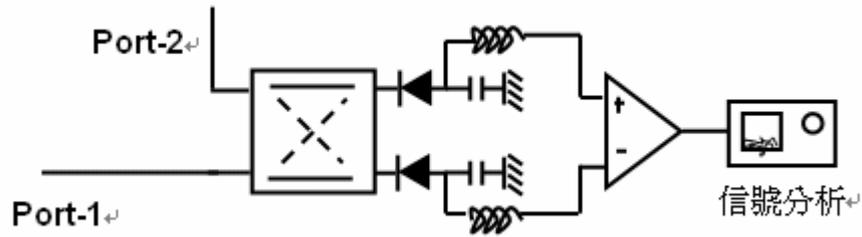


圖 3.4.4 旁路混波器架構

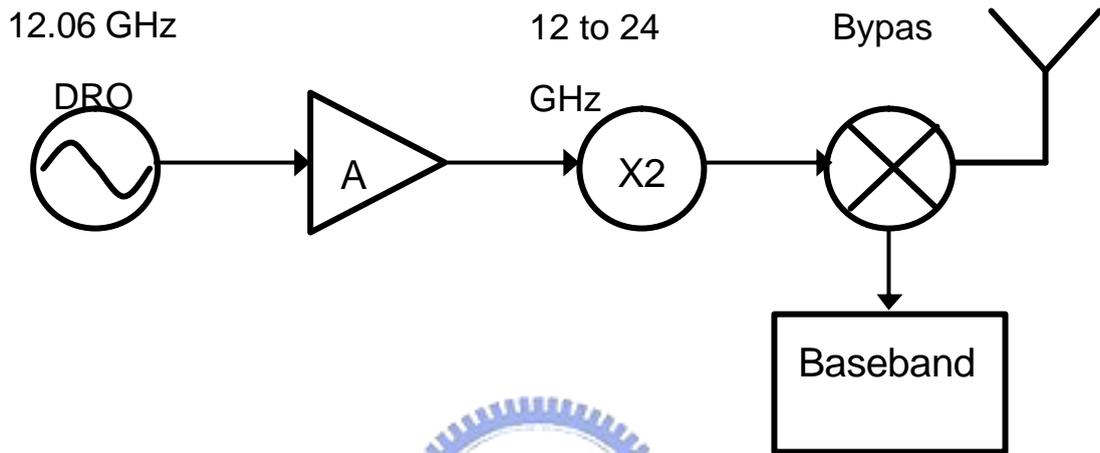


圖 3.4.5 雷達架構圖

在此連續波雷達系統，誠如前面已經提到很多次的，使用的是零中頻接收機的模式，也稱作直接轉換(Direct Down Conversion)，圖 3.4.5 為此雷達的架構圖，由 DRO 震盪器提供 12.06GHz，經由放大器放大，進入倍頻器後倍頻至 24.125GHz，然後經過旁路混波器減損約 3dB 以後由天線發射出去，到達目標物體後反射在由天線接收，進入混波器後與原來的信號混波，若是目標物與雷達有相對速度，此時混波出來的信號將會有一低頻訊號。

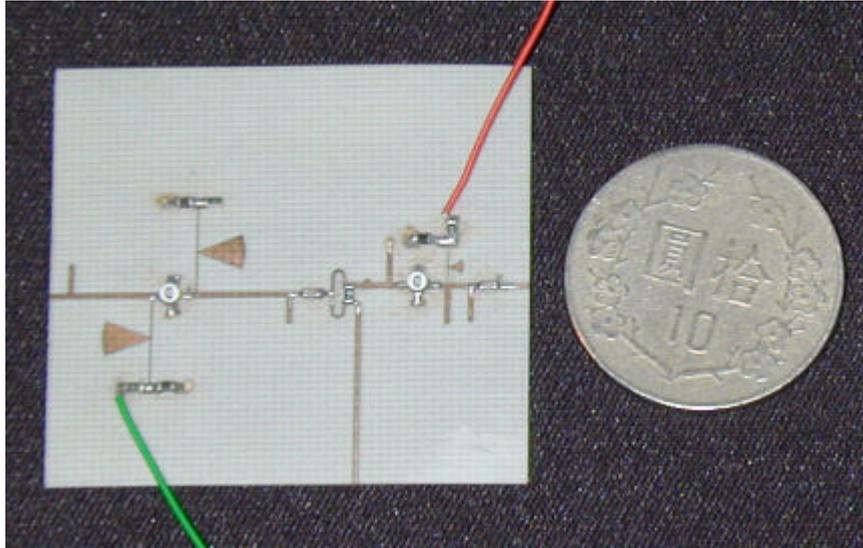


圖 3.4.6 放大器與倍頻器串接測試

圖 3.4.6 為放大器與倍頻器串接測試，其中串接了一個威金森功率分配器，當以放大器輸入端與下面那一路的威金森功率分配器的輸出來做比較，就可以計算出放大器的功率，必須要注意的是必須加回威金森功率分配器的損耗，此外也可以由此埠來測量放大器輸出的各部分諧波大小。

而比較威金森功率分配器下面那一路的輸出功率，以及倍頻器的輸出即可得倍頻器的轉換增益，此時並不需要加回威金森功率分配器的損耗，因為倍頻器的輸入和下面那一埠的信號同時都已經經過威金森功率分配器，所以其強度是一樣的。

而在量測放大器串接倍頻器的時候，雖然說威金森功率分配器的兩個輸出埠有良好的隔絕，但是仍應該把下面那一路接上 50 歐姆，以避免信號由下面那一路反射回電路中，而使得量測結果錯誤。

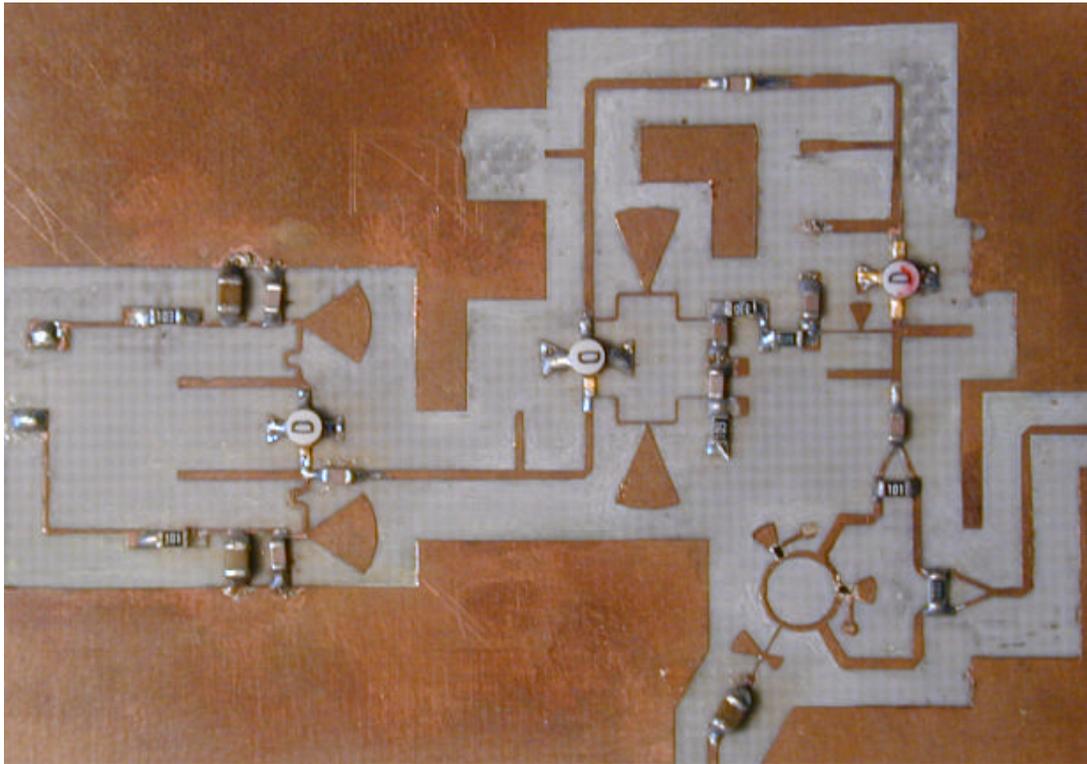


圖 3.4.7 發射機測試第一版

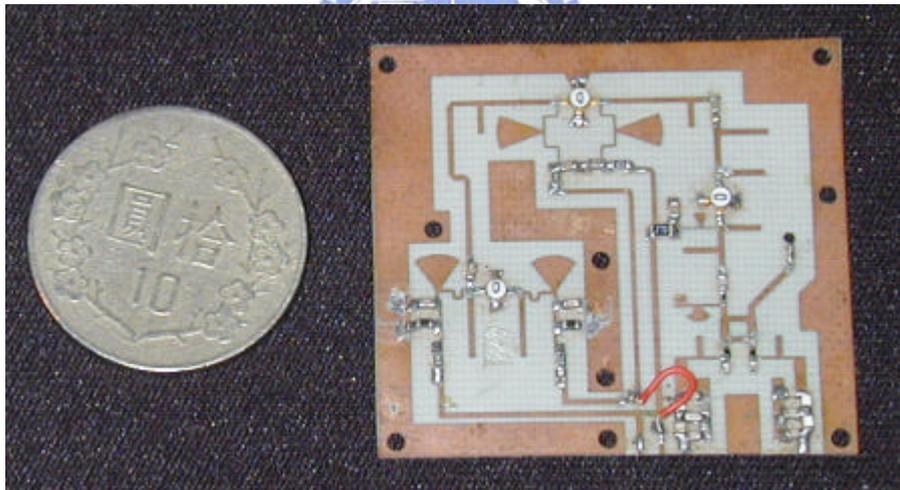


圖 3.4.8 發射機測試第二版

圖 3.4.7 為發射機測試第一版，在這個版本的混波器是使用兩個威金森功率分配器與環路混波器所組成，可能是因為信號在發射出去之前有一段是由威金森功率分配器的輸出端饋入，因此造成輸出功率非常的小，算是一個失敗的版本。圖 3.4.8 為發射機測試第二版，這個版本更換了混波器，因此就有比較好的功率輸出，之後的雷達的版本就以此為基礎，並沒有其大比較大的變動。

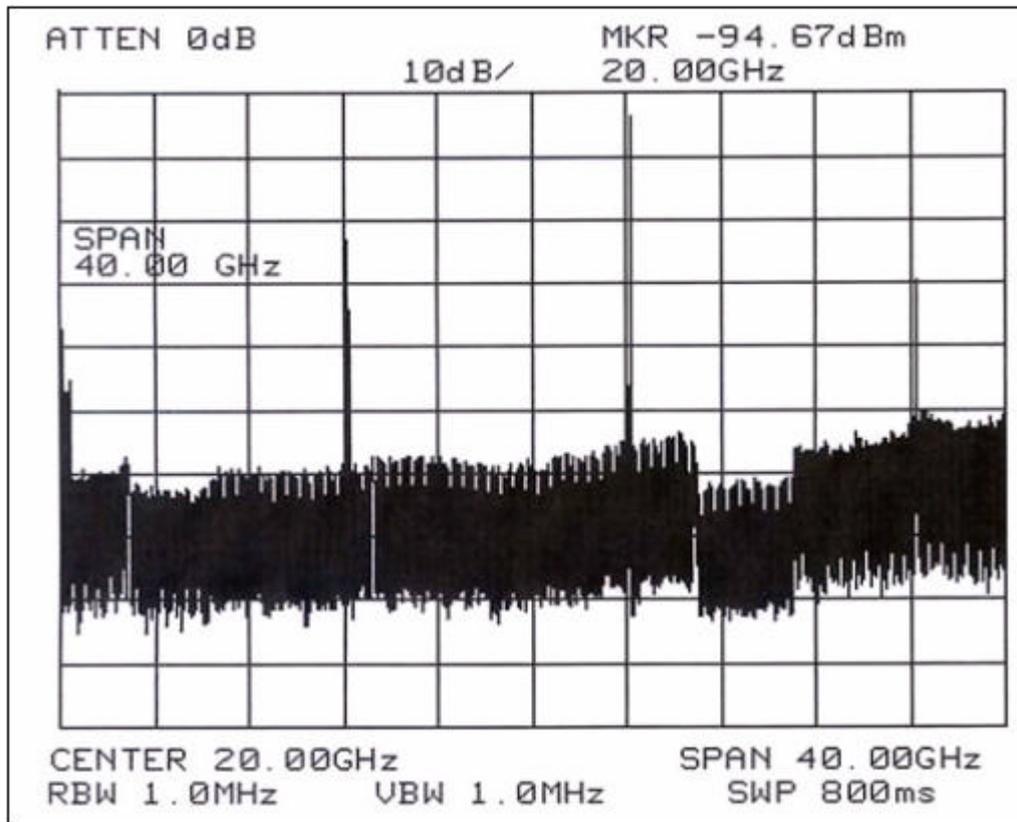


圖 3.4.9 發射機測試第二版頻譜

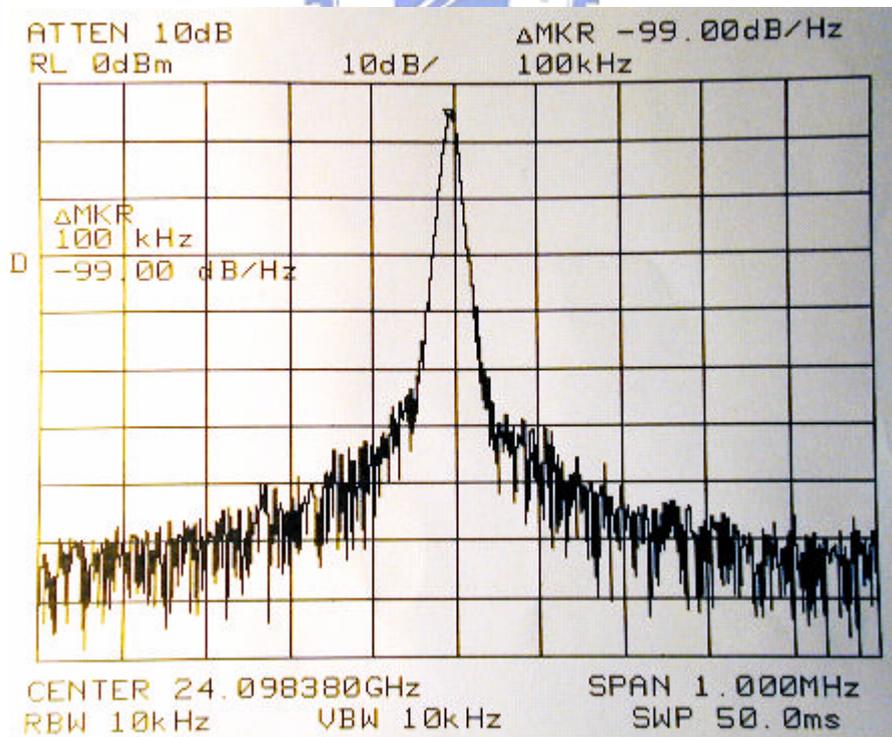


圖 3.4.10 24.125GHz 發射信號之相位雜訊

圖 3.4.9-10 是關於發射機第二版的量測，圖 3.4.9 為輸出信號的最低三階的

諧波示意圖，可以看到輸出信號約為-3dBm，而 12GHz 的信號與 24GHz 的信號約相差了 20dB，36GHz 的信號則相差了 30dB 以上，這樣的諧波壓抑算是符合了發射機的最低標準。

圖 3.4.10 為輸出信號的相位雜訊示意圖，由 D. B. Lesson[3.1]的論文中可知，相位雜訊是隨著載波的頻率的平方而變化，所以當頻率變為兩倍時，相位雜訊應該增加 6dB，由圖 3.4.2 DRO 震盪器的相位雜訊為-114dBc/Hz@100kHz offset，所以發射機的相位雜訊應為-108dBc/Hz@100kHz offset，但是量測的結果為圖 3.4.10 的-99dBc/Hz@100kHz offset，事實上一般的文獻中，倍頻器對於相位雜訊的影響都不只 6dB，大約都有 10dB 以上，又與倍頻器的設計尤其是偏壓有一定的關係，但是在此雷達中，此相位雜訊已經滿足一開始所定下的標準。

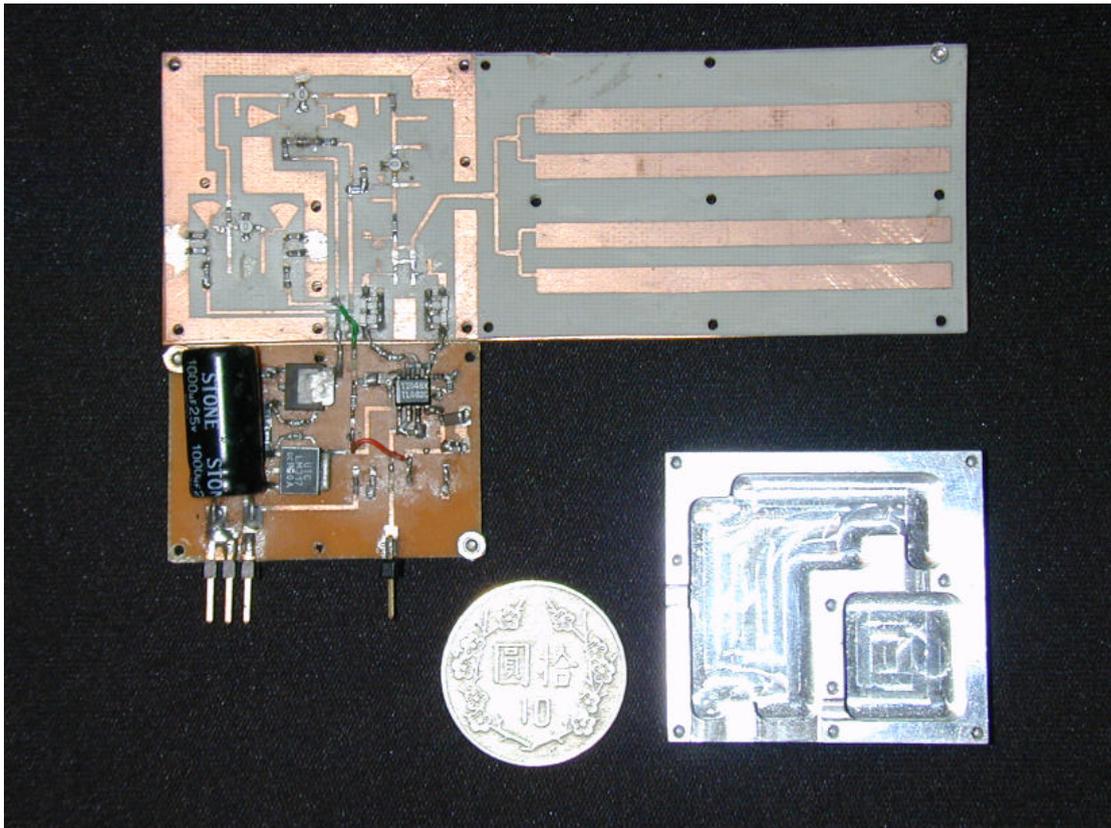


圖 3.4.11 連續波雷達第一版

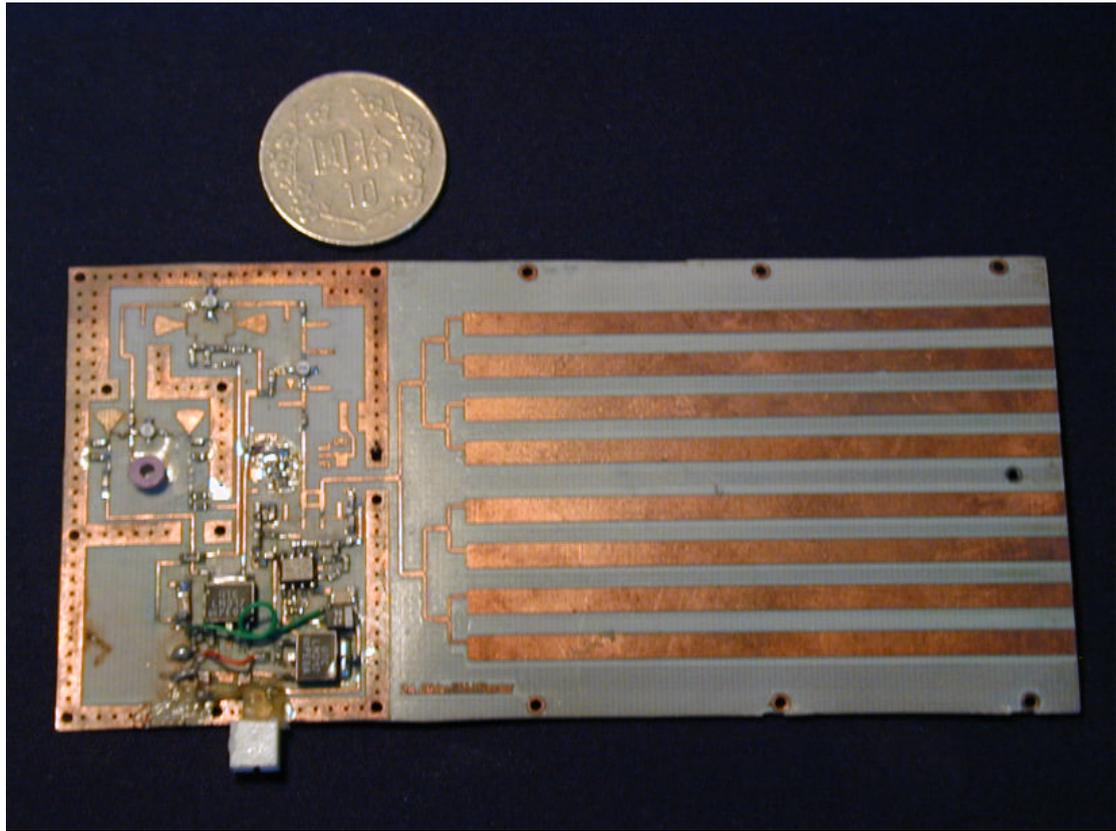


圖 3.4.12 連續波雷達第二版

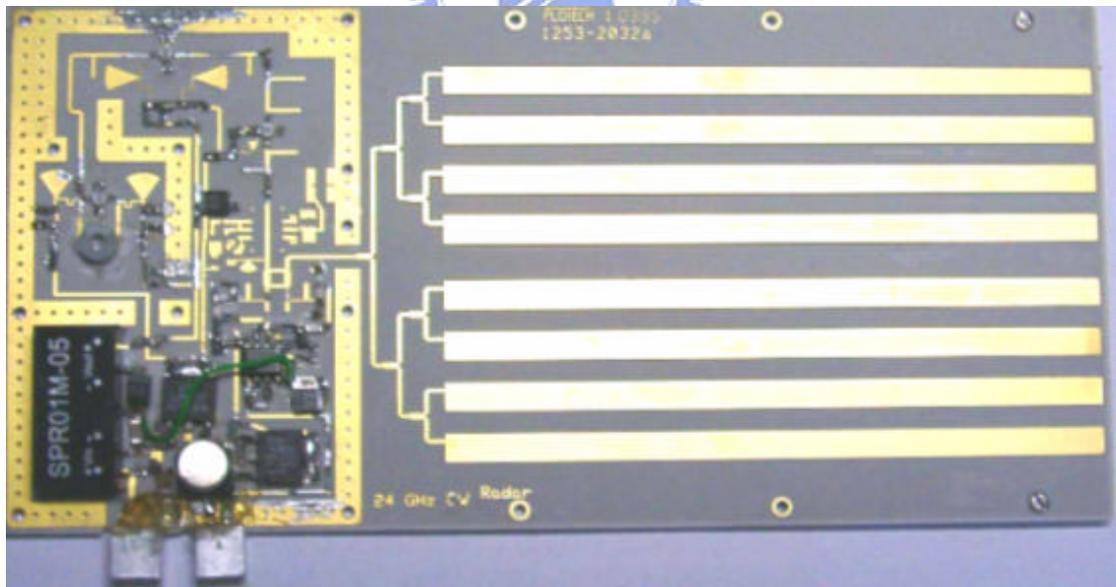


圖 3.4.13 連續波雷達第二版

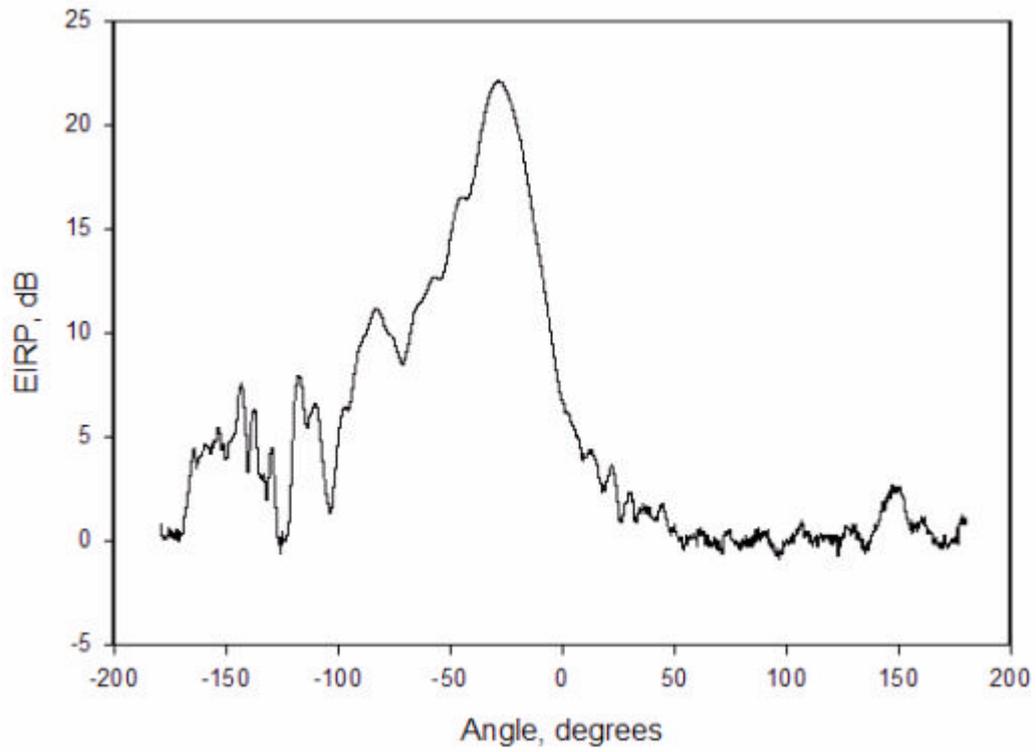


圖 3.4.14 連續波雷達之 EIRP

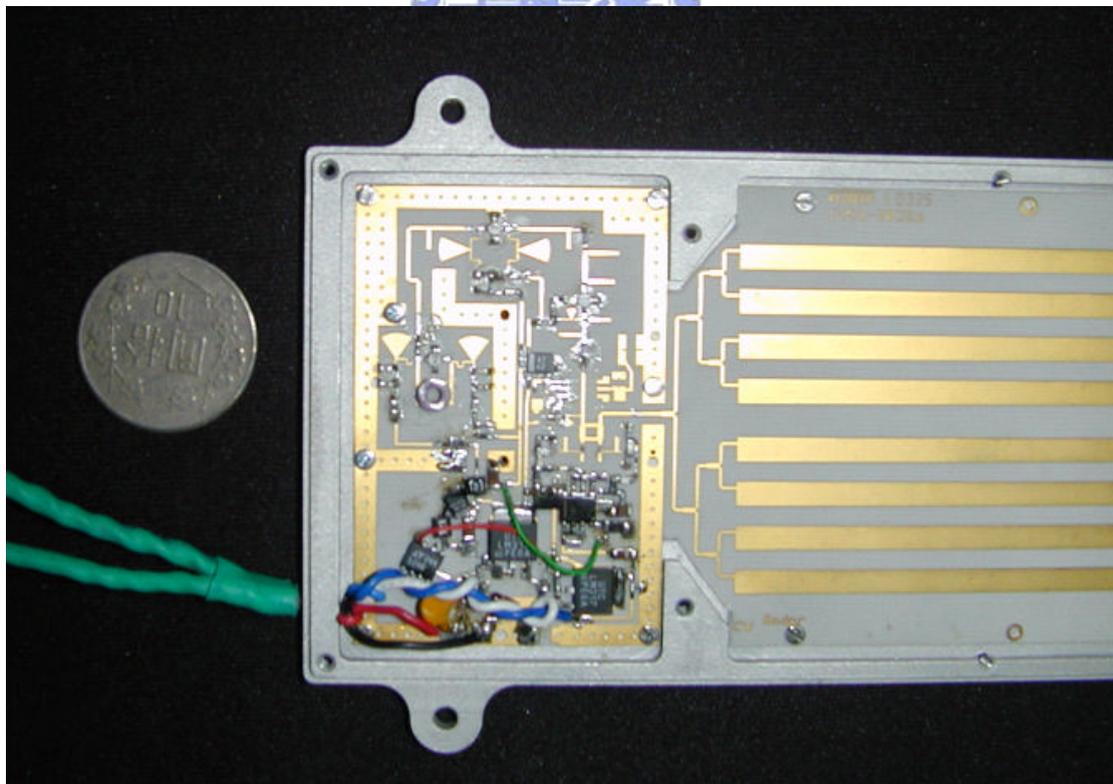


圖 3.4.15 連續波雷達加上底座

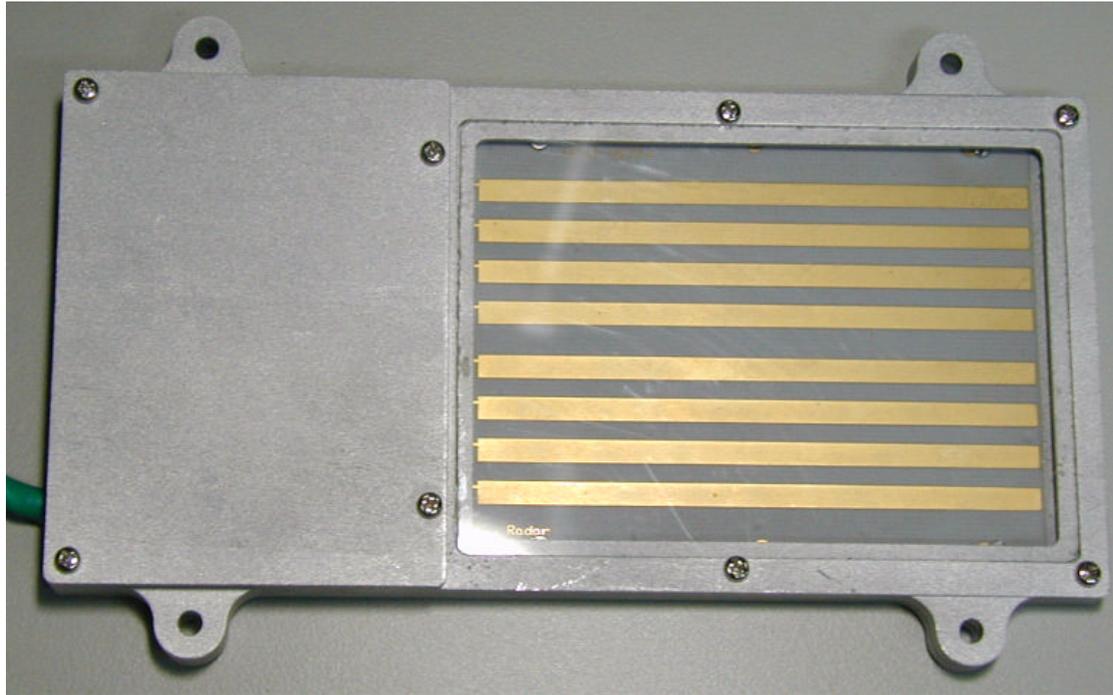


圖 3.4.16 連續波雷達加上外殼

圖 3.4.11 為連續波雷達第一版，在此版中將原本的發射機模組加上天線以及基頻的部分，已經可以驗證其可以接收都卜勒的功能，然而此測試版使用較小的天線，因此其增益並不大，無法偵測到預期的距離。圖 3.4.12 為連續波雷達第二版。在此版中加長了天線的長度，此外陣列的數目也增加到了八個，圖 3.4.14 為連續波雷達的 EIRP 的量測，EIRP 可視為天線場型再加上發射機所發射的功率 (dBm)，因此可看出天線增益約為 20dBi，而發射功率已大於 0dBm，圖 3.4.12 與圖 3.4.13 唯一的不同在於，圖 3.4.12 中的雷達基版為實驗室所製造，而圖 3.4.13 的雷達基版為送洗之基版，這兩者的表現是一樣的。圖 3.4.15 與圖 3.4.16 為雷達基版加上底座以及加上機殼組裝後的情形。

### 3-5 雷達測試

#### (I)連續波雷達之測試

圖 3.5.1 為連續波雷達第一版裝機的情形，圖中可看到雷達被固定在車子的底面，雷達的方向與地面平行，而信號線以及電源線都接到車上的筆記型電腦，處理基頻信號的軟體由何丹雄同學所撰寫。圖 3.5.2 為一低速時所測量到的速度與儀表板的車速的比較，由於一般車用儀表板的速度都會往上調整約 10%，以避免駕駛人超速，因此量測的結果與實際的結果可以說是非常的接近。圖 3.5.3 為較低速時所量測的都卜勒信號的時域圖形與頻域圖形，圖 3.5.4 則為較高速所量測所得的圖形，由這兩張圖可以看出此雷達在低速到高速(最高速限)皆可以作用良好。



圖 3.5.1 連續波雷達第一版之車機裝設情形

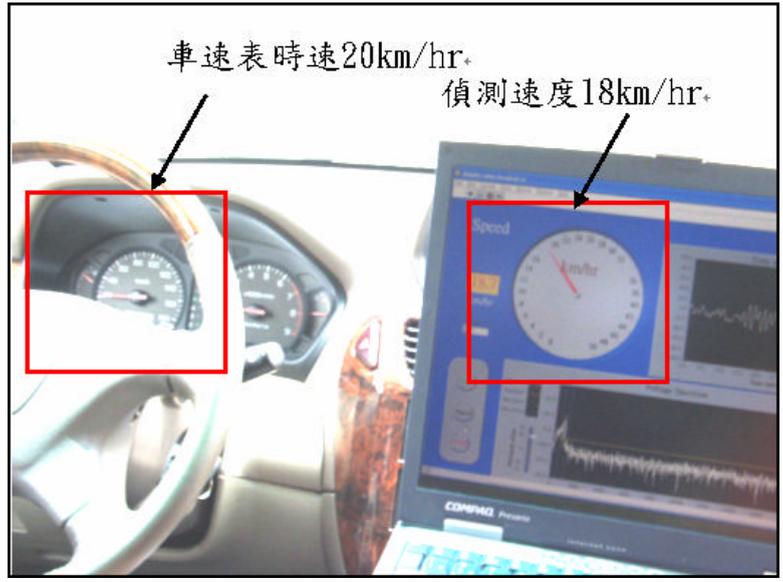


圖 3.5.2 所測量速度之比較

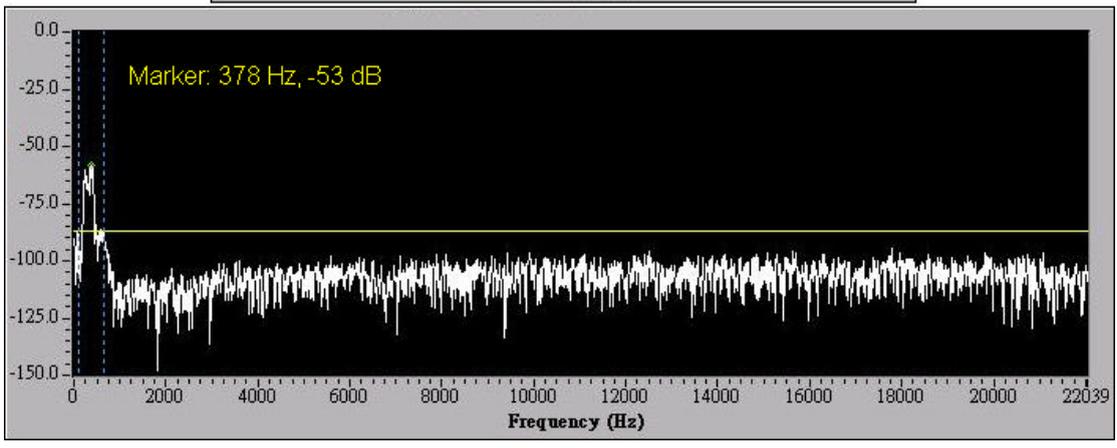
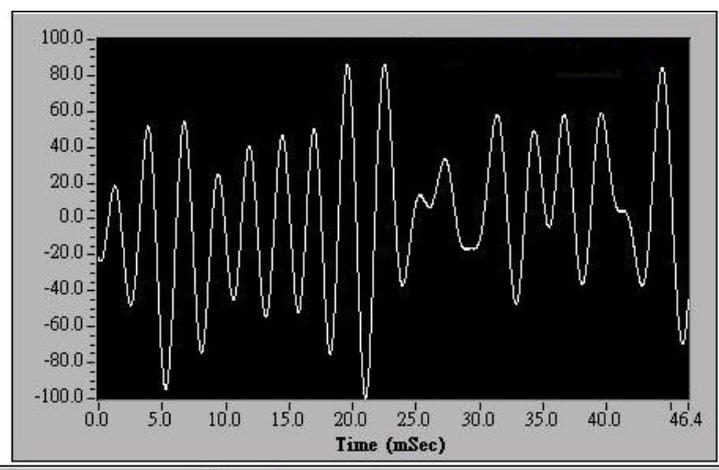


圖 3.5.3 雷達所接收之都卜勒信號(低速)

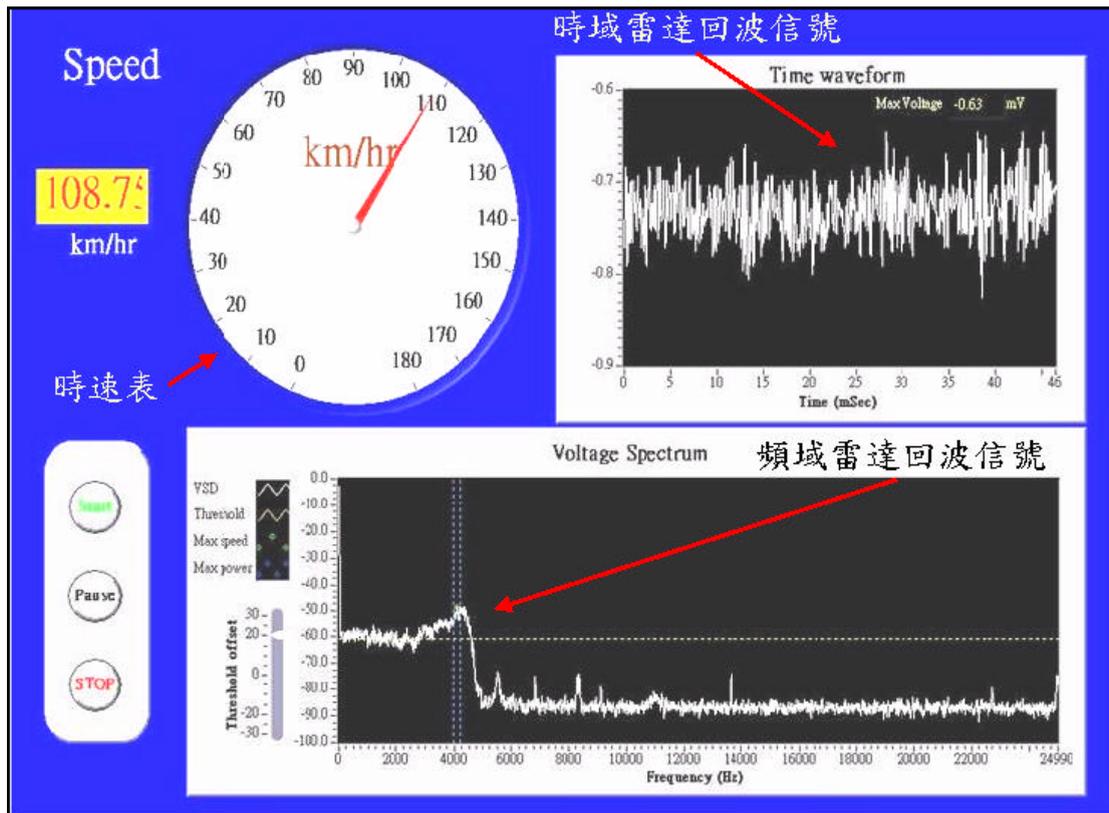


圖 3.5.4 雷達所接收之都卜勒信號(高速)



## 第四章 結論

在本論文中完成了 12GHz 放大器，增益為 12.83dB， $S_{11}$  與  $S_{22}$  分別為 -14.4dB 與 -16.312dB，並且在 12GHz 有相當良好的穩定度，完成了 12GHz 至 24.125GHz 倍頻器，有 20dB 以上的一倍頻壓抑，以及 24.125GHz 的漏波天線，其場型的傾斜角度為 30 度，y-z 面的半功率波束寬約為 15 度，而傾斜角 30 度的平面上之半功率波束寬約為 18 度，同時也完成了連續波雷達，其發射場型與天線相同，傾斜角為 30 度，EIRP 約為 22.5，並且可以解出都卜勒信號。

放大器最後一個版本的量測結果，仍然有些微的頻飄，另外若是以嚴格的角度來看，放大器的面積相當的大，因此未來此放大器仍有許多改善的空間，比較近程的目標為細微調整其匹配以符合其頻飄，較遠程的則是大幅更改其匹配，縮小電路的面積，以期能有更高的整合度。

在倍頻器器的部分，其實此倍頻器的反射損耗並沒有非常的好，經量測為 -8dB，一般的標準為 -10dB，但是一般而言非線性的操作其反射損耗皆難以達到很好的結果，未來改善的重點可以在於，完全變更倍頻器的電路結構，例如採用平衡式或雙平衡式的電路架構以期獲得良好的反射損耗。

在漏波天線的部分，圖 3.3.28 與 29 中對於天線的場型皆有量測其平行極化與垂直極化的場型，可以發現兩者相差 20dB 以上，因此漏波天線可說是一種相當純的線性極化的天線，也許可以根據此特性作一些特殊的應用，此外，所有的漏波天線皆為固定的寬度，以往也無文獻討論，若是使用周期性的寬度變化，是否能改善其不合標準的 SLL，這也是一個可以努力的方向。

至於在雷達整合的方面，有一個很大的問題，當倍頻器的輸入功率到達 4dBm 左右可以看到其輸出功率已經漸漸的飽和，然而當倍頻器輸入端的 12GHz 的信號功率越強，其輸出端的 12GHz 的壓抑也就越差，但是震盪器的輸出功率約為 0dBm，而放大器的增益已超過 10dB，因此放大器的輸出通常都是超過 10dBm 的，在這個情形下就變成，倍頻器的 24GHz 的信號功率最後只能維持在一個固

定的值，而不管 12GHz 的放大器其增益再怎麼增加，對於整體電路的發射功率不但沒有助益，反而使得發射端的 12GHz 的信號非常大，由於 12GHz 的信號可能在天線饋入的地方造成反射，當此信號反射回電路中，將會與原本的信號進行自我混波，因此會改變任意的的電路節點上的偏壓，對電路的表現會有一定的影響，我認為解決的方法為降低 12GHz 的放大器的增益，並且在倍頻器的輸出端串接一個擁有 12GHz 零點壓抑的 24GHz 帶通濾波器，之後才可以連接其他的電路，最近的文獻對於倍頻操作的電路皆有更嚴格的標準，原本的基頻壓抑都有到 -30dB 甚至有 -40dB 的要求。在這樣的做法之下勢必影響發射機的發射功率，因此設計一個 24GHz 下能夠節省成本同時能夠簡易整合的放大器，將是此雷達將來的一個重要的目標。



## 參考

- [1.1] Cambridge consultants Ltd., “Latest development in intelligent car safety system,” www.cambridgeconsultants.com, Jun. 2000.
- [2.1] Guillermo Gonzalez. “Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design”, Prentice Hall, Ch3, section 3.1-3.3, 3.6, appendix A-E, pp. 212-228, pp. 240-247, pp. 449-468.
- [2.2] Yoshitada Iyama, Akio Iida, Tadashi Takagi, Shuji Urasaki, “Second Harmonic Reflector Type High-Gain FET Frequency Doubler Operation In K-band” IEEE MTT-S Digest p1291, 1989.
- [2.3] Christen Rauscher, “High-Frequency Doubler Operation of GaAs Field-Effect Transistors”, IEEE trans. MTT, vol 31, Jun. 1983, pp. 462-473.
- [2.4] Oliner, A.A., Lee, K.S., “The Nature of the Leakage from Higher Modes on Microstrip Line” Microwave Symposium Digest, MTT-S International, Volume: 86, Issue: 1, 2 Jun 1986, Pages: 57 – 60
- [2.5] Choon Sae Lee, Nalbandian, V. “Planar Leaky-wave Microstrip Antenna”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest , Volume: 2 , 13-18 July 1997, Pages:1126 - 1129 vol.2
- [2.6] Oliner, A.A., “Leaky Wave: Basic Properties and Application”, Microwave Conference Proceedings, 1997. APMC ' 97., 1997 Asia-Pacific , Volume: 1 , 2-5 Dec. 1997, Pages:397 - 400 vol.1
- [2.7] Scott D. Thompson, “A microwave radar vehicular applications,” IEEE 1996 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuit Symposium, pp.7-9. 1996.
- [2.8] M. Klotz, H. Rohling, “24 GHz radar sensors for automotive applications,” Microwaves, Radar, and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13th International Conference on, Volume: 1, pp. 359-362, 2000.

- [2.9] Inomata, K., Noda, S., Okazaki, K., Watanabe, K., Fukae, T., and Matsuoka, K., “24 GHz side-looking radar for vehicular applications,” *Signals, Systems and Computers*, 2000. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on, Volume: 2, pp. 1131-1134, 2000.
- [2.10] M. I. Skolnik, *Introduction to radar systems*, Second edition, chapter 3, McGraw-Hill Book Company, New York, 1980.
- [3.1] D. B. Leeson, “A simple model of feedback oscillator noise spectrum,” *Proc. IEEE*, vol. 54, pp. 329-330, Feb. 1966.

