

第一章、簡介

隨著交通用量的迅速增加，世界先進國家的公路系統愈趨複雜，交通擁塞程度亦愈趨嚴重。同時駕駛人數與汽車數量也正以遠高於公路系統的建造速度在成長，尤其在地狹人稠的區域更是明顯。交通擁塞造成的問題，除時間的浪費及不便外，因此所額外耗費的油料成本及衍生之空氣污染程度亦相當可觀。為此，歐美日各國近年乃極力發展“智慧型運輸系統”（Intelligent Transportation Systems，ITS），期利用先進的通訊、電腦、控制、資訊等科技改善交通狀況，達到更安全、便利的目的，同時減少交通擁擠、空氣污染及對生活環境的影響[1]-[3]。此系統主要包含五部分，即（a）先進旅行者資訊系統（ATIS）、（b）先進交通管理系統（ATMS）、（c）先進車輛控制與安全系統（AVCSS）、及（d）商用車輛營運（CVO）系統及（e）先進大眾運輸系統（APTS）。其中（a）、（b）、（d）及（e）四項與交通管理及整體交通網之硬體架構（infrastructures）相關，而（c）項則屬車輛上設備。



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。

一般而言，為完全掌握週遭狀況，車上必須裝設的防撞雷達包含前視雷達（forward-looking radar）、側視雷達（sideward-looking radar）及後視雷達（backward-looking radar）三類。其中側視雷達主要在監測左後及右後方是否

有車輛或障礙物，以避免車道轉換時的碰撞；後視雷達在監測後方，防止後方車輛的追撞。在功能要求上，此兩類雷達只需能偵測到周圍是否有物體存在即可，對於物體的精確位置或速度等訊息則不要求，因此在產品規格上較寬鬆，可用的技術也較有選擇性。而在前視雷達方面，其功能在監測前方車輛或障礙物，在產品規格的要求上，遠較前兩類雷達為高，不只要能偵測物體的存在，其方位角、距離、速度、加速度等也必須得知，方能在各種路況（如彎曲道路）及車輛環境中應變，防止追撞情況發生。根據研究，前後車輛的追撞所造成的生命財產損失遠較其他類型的撞擊嚴重。駕駛人如能多 0.5 秒之反應時間，則車輛追撞之機率可減少 60%；而如能再多 0.5 秒，則追撞機率可減少剩下 10%[4]。前視防撞雷達的作用及在利用先進的電子設備，爭取駕駛人的反應時間。

雖然實現前視防撞雷達功能的技術可有多種選擇，如利用聲波（超音波）、光波（可見光、雷射光、紅外線）、或微波／毫米波技術等，然而何種技術較適合發展前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。在上述各種技術中，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；而聲波技術與微波技術的缺點在無法產生窄的聲波波束，以精確判斷前方車輛與障礙物的方位。毫米波（millimeter-wave）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，二方面因其頻率高（約 30GHz 至 300GHz 間）、波長短，以適當大小的天線（約 10 公分至 20 公分直徑大小）即可產生約 3 度左右的波束，因此能精確偵測前方物體的方位[4]-[15]。

早在 1972 年開始各先進國家即有研發廠商投入汽車防撞雷達的發展。在早期（1972 年）的防撞雷達是做在微波（10GHz）頻段，其雷達波束相當寬，因此偵測物體存在與否。接續發展的防撞雷達則主要在毫米波頻段，包含 24GHz、38GHz、60GHz、77GHz 及 94GHz 等頻率。目前歐、美、甚至日本的主流則鎖定在 76 至 77GHz 頻率。（日本原設定在 60GHz，因其學術及產業界已大量投入此頻段的研發，然為配合歐美潮流，近年已漸轉為 77GHz。）

毫米波防撞雷達的基本結構主要包含收 / 發天線、射頻電路及訊號處理電路等。毫米波波源可由 Gunn diode 或 MMIC VCO 設計，其產生之毫米波頻率由線性頻率控制器控制，使其輸出頻率隨時間呈線性變化，以便利用 FMCW 技術偵測前方物體的距離及速度。毫米波波源的輸出一部份經發射天線送出，一部份則耦合到混頻器，以與由接收天線所收到的物體回波混頻，再經濾波器濾波後，得到降頻訊號，此降頻訊號再經訊號處理後由頻譜顯示器即可讀出前方物體的相對距離及速度。



為增加隔離度，接收與發射天線可利用兩個不同天線完成。天線的設計可採透鏡天線（lens antenna）（如圖 1-1(a)(b)所示）、微帶天線（microstrip antenna）（如圖 1-2 所示）、或導波管漏波天線（waveguide leaky-wave antenna）（如圖 1-3 所示）。發射天線的波束在水平方向通常涵蓋整個雷達視野（約 10 度到 14 度間），在垂直方向則需在 3 到 5 度間，以避免橋樑或隧道的反射而影響判斷。接收天線通常包含數個波束，以接收不同方位角的物體回波，並依此判斷物體的方位。每一接收天線波束在水平方向約 3 度，在垂直方向為 3 至 5 度。圖 1-4 為三波束雷達的示意圖。

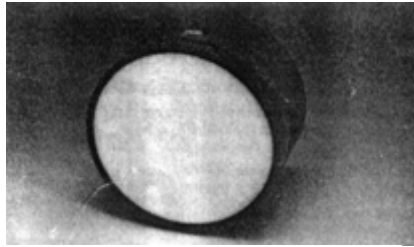


圖 1-1(a) 透鏡天線實體圖

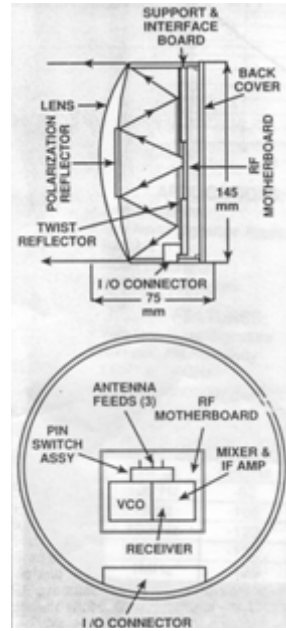


圖 1-1(b) 透鏡天線架構圖

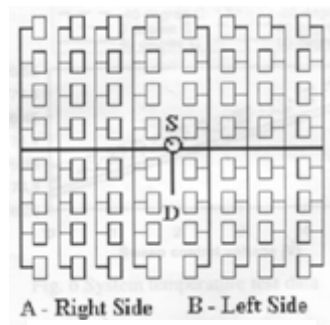


圖 1-2 微帶天線

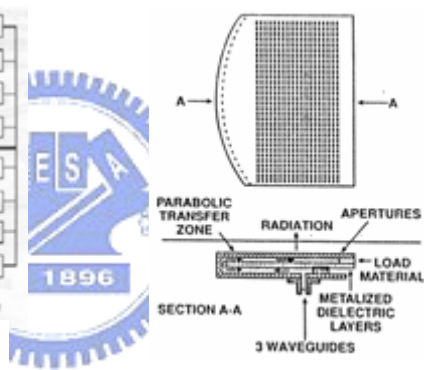


圖 1-3 導波管漏波天線

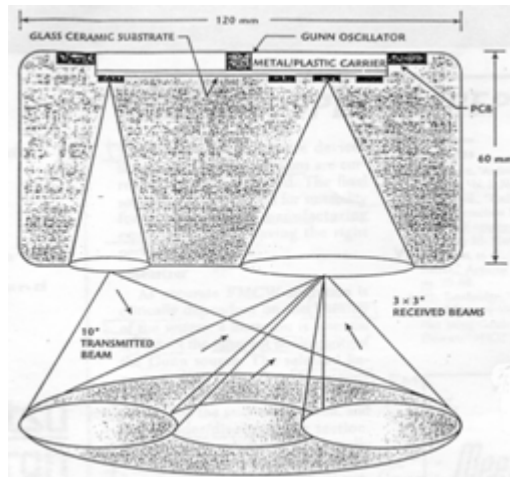


圖 1-4 三波束雷達的示意圖

天線的設計為毫米波防撞雷達的設計重點之一。毫米波天線的設計一般採用反射面天線、號角天線、平面微帶天線陣列、導波管漏波天線及透鏡天線等。反射面天線及號角天線屬於傳統式設計，前者增益可達 30 dBi 以上，後者約 20 dBi 左右，兩者皆屬機械式結構，所佔體積較大，天線波束無法用電子式掃瞄 (electrical scanning)。微帶天線陣列為平面結構，容易與收發電路整合，甚至做成積體電路。同時其平面構造也方便與周圍物體結合，減少對外觀的影響，對商業上的應用有正面效益。每一微帶天線的增益約 5 到 10 dBi 左右，整個陣列的增益可隨需要做適當設計，並可做成電子式掃瞄天線。微帶天線一般採平面傳輸線(如微帶線或共平面波導)饋入，這些傳輸線網路分佈於整個陣列平面。在毫米波頻段由於傳輸線損耗較大，饋入線網路的損耗會降低整個天線陣列的增益。解決之道可利用空間饋入 (spatial feed) 的方式，將由另一低增益天線出來的訊號，經空間傳播饋入到陣列中的每一元素。透鏡天線 (lens antenna) 的原理與反射面天線相似，只不過它是利用透鏡的厚度改變電波的相位，而達到天線集束的功能。另外，由於饋入天線在透鏡的另一端，因此不會影響到集束後的波形。導波管漏波天線一般是在彎曲 (meandered) 矩形導波管上開槽 (slots)，讓訊號一邊在導波管內傳，一邊由槽孔洩漏輻射出去。另外也可在平行板導波管 (parallel-plate waveguide) 上沿輻射方向開槽，並以 probe feed 方式將訊號饋入。漏波天線的特點是可利用改變頻率的方式，達到波束掃瞄的目的。

本論文在對 77GHz 毫米波微帶天線及天線陣列的研究目標，在完成一平面印刷式微帶天線 (microstrip antenna) 陣列。此天線陣列包含數排天線次陣列，能量經由一波束選擇網路饋入，該饋入網路可經由不同的輸入端選擇相對應方向的輻射波束，天線陣列中每一排次陣列由數十個串聯饋入 (series fed) 之微帶天線組成，利用陣列原理並考慮各種高頻雜散效應，以設計完成窄輻射波束目標。

汽車防撞雷達系統的另一重點則在 W-頻段射頻收發器模組中的各個電路元。這其中較重要的有訊號源、次諧混頻器、單刀多擲開關、濾波器、與放大器…

等。本計劃將以設計與製作或購買現成之 MMIC 之方式獲得所有的這些電路元件並將之整合為一個模組，因為這些電路工作頻率高達 77GHz 其製作與整合的困難度很高，且為了考慮將來射頻前端模組之整合，必須與現有之薄膜(thin-film)電路相容，以減低將來組裝時之困難度與成本。訊號源考慮使用微波高品質之壓控振盪器再以倍頻方式倍頻至 38.5GHz 再倍頻上到 77GHz，38.5GHz 訊號之獲得，則可以使用薄膜電路設計製作，當倍到 38.5GHz 之訊號獲得之後，耦合一部份給次諧混頻器，其他則送入 MMIC 倍頻器倍頻後得到 77GHz 之頻率輸出且功率需有 10dBm。而次諧混頻器方面則考慮使用薄膜式共面波導(CPW)之設計這樣將來可以與單晶微波電路裝於一個基板之上以達成所謂的單封裝系統(System On a Package, SOP)，使用次諧波混頻器之優點為其本地振盪訊號為一半的頻率可以大大的降低本地振盪訊號源之成本。目前使用於 Mercedes 車上的汽車防撞雷達使用的是 MMIC 與薄膜電路混合所構成的射頻前端模組[16]，我們計劃的規劃也是朝這個方向來規劃，此為一具前瞻性之規劃。同時，我們首創將 CPW 式薄膜電路使用到 77GHz，這樣避免了完全只依賴 MMIC 的限制。

我國目前微波工業界的產品最高的頻率大約是工作到 40GHz，而對 W-頻段除學校與研究單位外工業界都沒有投入。然則，汽車防撞系統是有可能被大量採用的系統，我國起步稍晚，卻仍有迎頭趕上的可能，相信此研究可以讓我國工業界也能夠及時進入這個領域，並早日佔得一席之地。

第二章 頻率調變連續波雷達基本原理

隨著科技發展的日新月異，雷達技術及其應用也不斷地推陳出新。例如從早期最基本的「脈波測距雷達(Pulse-echo Radar)」與僅能偵測活動目標卻無法偵測距離的「連續波雷達(Continuous-wave Radar)」，發展到後來能同時偵測目標距離與活動目標的「頻率調變連續波雷達(Frequency Modulated Continuous Wave Radar, FMCW Radar)」與「都普勒雷達(Doppler Radar)」。然而，不論是最早期的或是最先進的雷達系統，其基本原理都是共通的。因此，唯有清楚認識雷達的基本原理及影響雷達效能的因素，才能進一步地學習與運用各種最先進的雷達系統。

2-1 雷達系統基本原理

雷達是現今用來偵測移動物體最普遍的方法，其原文為” Radio Detection And Ranging” ，取其字首而成” Radar” 。

藉著傳送端產生出高功率電磁波，此電磁波經由天線輻射出去形成所要的雷達波。當發射出去的雷達波在空間中掃瞄，碰到目標後部分反射之電磁波經由雷達的接收天線回到接收端，稱之為回波；回波再經過濾波、放大等程序，與發射波相對應比較，據以偵測目標是否存在，進而決定其距離、方向、高度、速度和其他資訊，並藉電達顯示器加以顯示出來，此即為雷達之基本原理。

2-2 雷達的分類

若依照發射波形分類，雷達系統一般而言分成有「脈衝波雷達」及「連續波雷達」，而連續波雷達再分成「頻率調變連續波雷達(FMCW Radar)」與「都普勒雷達」，而本研究是製作於 FMCW 雷達的架構。[圖 3-1]

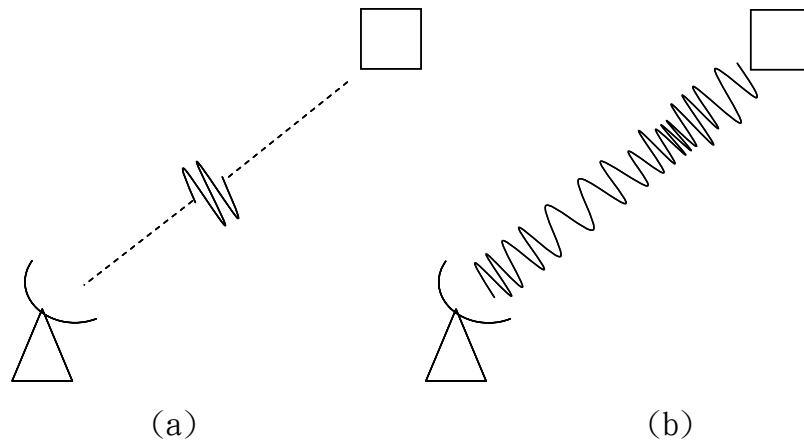


圖 2-1 (a)脈衝波雷達 與(b)FMCW 雷達

第一種為脈衝波雷達：此型雷達是以脈衝波調變方式發射連續的方形脈衝波，以偵測目標，其中方型脈衝波之間稱為脈衝波寬度(Pulse Width)，亦即雷達發射電磁波之持續時間，脈衝波波幅大小則表示雷達發射之峰值功率(Peak Power)，一個脈衝波結束到下一脈波間稱為脈衝波重復週期(Pulse Repetition Time)，每秒單位時間內所產生的脈衝波數量則稱之為脈衝波重復頻率(Pulse Repetition Frequency)。

第二種為連續波雷達：除脈波雷達外，最早被廣泛應用的雷達就是連續波雷達，又稱等幅波雷達，二次大戰期間英軍使用的預警雷達以及目前高速公路上警車用的測速雷達皆屬此類，連續波雷達有兩個不同的雷達天線分別負責發射和接收，早期的連續波雷達是由雷達回波的有無來判斷偵測範圍內是否有物體，並得到其方位，但無法獲知目標物的距離及速度。因此發展出下面兩種雷達：

一種為都普勒雷達：是應用都普勒效應(Doppler Effect)的原理來測量出目標物與雷達之間的相對運動，藉以算出目標物的速度。都普勒效應的主要理論為「當一個輻射源或傳送端正在發射一個固定頻率的電磁波時，若傳送端與接收端有相對運動，則接收端所接收到的電磁波頻率會與傳送端所發射的頻率不同，

產生頻率漂移(Frequency Shift)，其頻率漂移與相對速度的徑向速度成正比」。當接收端接收到物體反射的雷達回波時，若物體是遠離雷達的狀況下，所收到的回波頻率會減少，反之收到的頻率會增加。[圖 2-2]

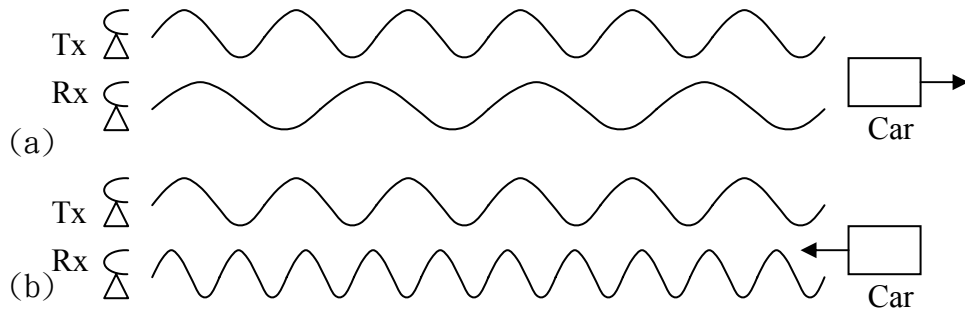


圖 2-2 車子(a)遠離 (b)接近 狀態下的都普勒效應

另外一種為頻率調變連續波雷達：由於連續波雷達只是發射一個固定頻率的電磁波，所以僅能得知物體的存在與否，並無法得知其距離，而此型 FMCW 雷達就是用頻率調變的方式，發射出一組頻率隨著時間而改變的電磁波，再運用雷達波與雷達回波的頻率差，算出物體的距離。

2-3 頻率調變連續波雷達

利用電磁波碰到物體表面會反射的特性，我們可以得到欲偵測物體的三項資訊：

距離：脈衝波跟 FMCW 雷達的計算方式不同。以脈衝波雷達而言，是測量脈衝波發射與接收到回波的時間差；至於 FMCW 雷達則是用固定速率改變發射波頻率，再比較發射與回波的頻率差值，藉以得到電磁波由發射機到目標物，經過反射折回的時間。

目標的相對速度：運用都普勒效應。若雷達與目標在波的行進方向有相對速度，則觀測到的頻率會隨著相對速度的大小產生頻率漂移

$$f_d = \frac{2v}{c} f_0$$

其中 v 為雷達與目標物之相對速度在電磁波行徑方向上的分量， c 為光速， f_0 為電磁波的發射頻率。

偵測方位的方式，可用多個雷達偵測元(Radar Detection Unit, RDU)，不同雷達偵測元對同一個物體所解得的距離均不相同，所以可從中間得出目標物的方位。

偵測距離的方式如下，圖 2-3 所表現的是頻率調變連續波雷達(FMCW 雷達)系統的 function diagram，圖 2-4 則是此系統發射接收示意圖。由於此系統是產生一個頻率隨時間改變的連續波訊號($f_c \leq f \leq f_c + \Delta f$)，假設在時間 $t=0$ 時透過天線發射出去[圖 2-4(a) 實線]，此時的雷達波頻率為 $f(t=0)=f_c$ ，而在時間 $t=\Delta t/2$ 時，雷達波碰到目標物反射，其回波在時間 $t=\Delta t$ 時被接收天線收到[圖 2-4(a) 虛線]。

接下來是要比較我們的發射訊號與雷達回波之間的頻率差[圖 2-4(b)]，由於發射訊號的頻率是以 $\Delta f/T$ (T 為此三角鋸齒波(Ramp)的週期)的斜率在改變，所以在時間 $t=\Delta t$ 時，傳送端的頻率為

$$f(t=0+\Delta t) = f_c + (\Delta f/T) \Delta t$$

假設此時頻率差為 f_b ，我們只要將發射天線與接收天線的訊號送入混波器(mixer)做混波，即可得到 f_b ，又由於頻率改變的速度($\Delta f/T$)是我們所能控制的，依據相似三角形的特性，所以我們可以計算出時間延遲

$$\Delta t = (f_b / \Delta f) T$$

因而反推目標物的距離就是

$$d = c(\Delta t/2)$$

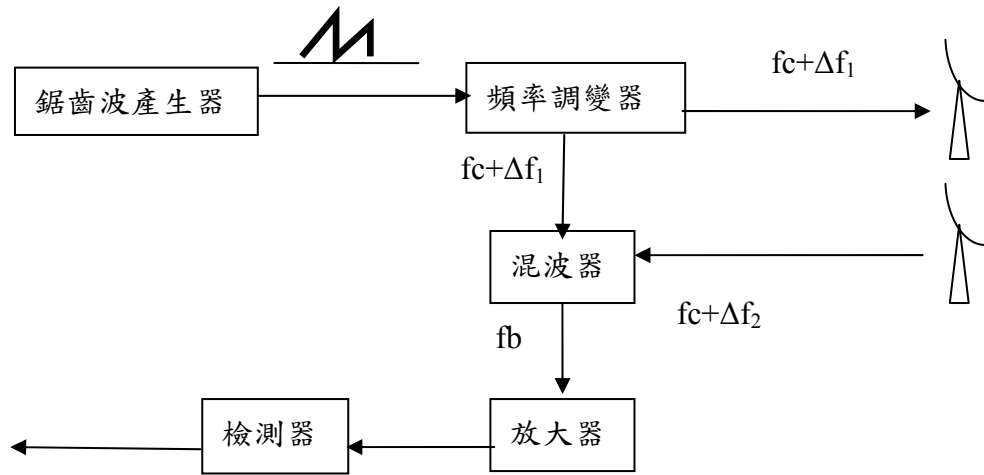


圖 2-3 FMCW 雷達系統架構示意圖

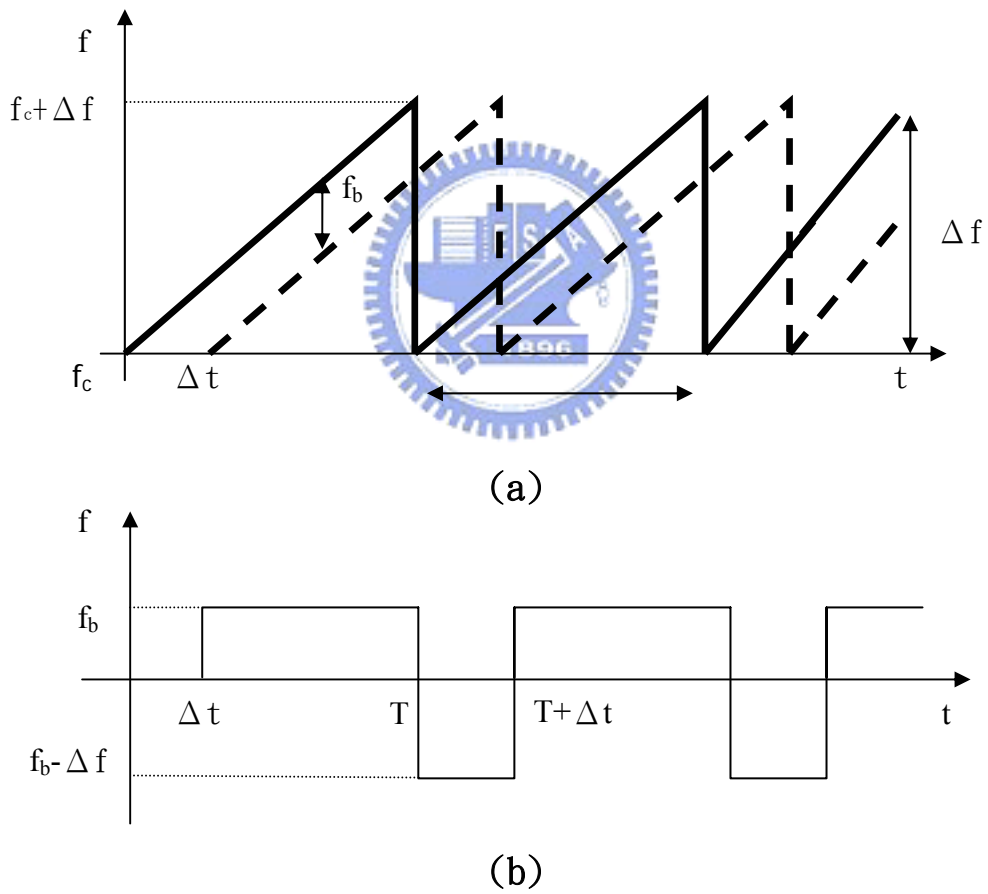


圖 2-4 (a)FMCW 雷達系統傳送與接收示意圖 (b)傳送接收頻率差與時間函數圖

偵測兩物的相對速度。之前所討論的是在目標與雷達等速度之下的結果(相對速度為零)，如果目標物與雷達有相對速度的，我們收到的回波會因為都普勒效應而產生都普勒頻率偏移(見 2.3 fd)，此一現象會反映在我們的每一個 Ramp 之中；由於在每一個 Ramp 中相對應的取樣點會含有因都普勒效應所造成的相位資訊(如每一個 Ramp 的第 j 個取樣點， $j=\{1, 2, \dots, 128\}$)，故我們即可從中間得到與目標物間的相對速度。

由於都普勒效應的影響，傳送與接收的頻率差中包含了距離與相對速度的資訊(f_b+f_d)，若有方法先解出都普勒頻率漂移，則仍可用 2.3.1 的簡單公式解出距離。

傳統上要解出都普勒頻率漂移的方法有兩種，第一種是在傳送端同時發射出同振幅，同頻率，但是相位卻差了 90° 的弦波(如 $\sin \theta$ 與 $\cos \theta$ ， $\theta=2\pi f(t)t+\Phi_0$ ， $f(t)$ 為隨時間線性變化的發射頻率， t 為時間， Φ_0 為初始發射的相位角，通常定義為零相位)，而在理想上，接收天線所得到的雷達回波也會是到兩個同振幅，同頻率，相位差了 90° 的弦波，此時再與傳送端的傳送信號所相乘相加等動作，即可解出都普勒頻率漂移。但是此種方法會使得射頻電路(Radio Frequency Circuit)比原先複雜一倍，尺寸也大一倍。

為了維持射頻電路的小巧尺寸，因此本研究採用第二種方法，就是在時間軸上多取樣(sample)一倍的取樣點(sample points)，再把此取樣點集合做重新排列，經過二維快速傅利葉轉換(2 Dimension Fast-Fourier-Transformer，2D-FFT)後，其中一軸可以解出距離，而另一軸則可由相位的不同解出都普勒頻率漂移。此種方法的缺點是計算量較大，且計算時間較久，因此我們加上了一顆數位信號處理器(Digital Signal Processor，DSP)晶片來解決這個問題。

頻率調變連續波雷達系統的運作流程是：

- 1、數位信號處理器給微控制器(Micro-Control Unit，MCU)一個觸發信號(trigger)，讓微控制器產生一連串的三角鋸齒波(Ramp)。

2、微控制器的鋸齒波送給壓控振盪器(Voltage Control Oscillator, VCO)，讓振盪器產生一個時變的頻率調變訊號，再經過後面所有的射頻電路放大，產生我們所需要的從 24.025GHz 到 24.225GHz 的雷達訊號。

3、回波跟發射訊號相混波，把中頻訊號經過運算放大器送回去給 DSP 做取樣(128*64 個取樣點)[圖 3-5]。先對每個鋸齒波得到的取樣點做傅利葉轉換，我們可得到頻率上的延遲並推得相對位置。再把不同的鋸齒波取樣到的點做第二維的傅利葉轉換[圖 3-6]，解出相位，就可以得到在頻率軸上的都普勒頻率漂移。再代入公式 $f_d = (2v/c)(f_c + f_b)$ ，能得到相對速度。

2-4 影響 FMCW 雷達之效能

影響雷達系統的效能有很多，在這裡僅就 FMCW 雷達系統部份做介紹：

1、發射信號強度：電磁波是指在空間中傳播的一種能量，這能量是由電力線和磁力線相互作用所產生的輻射力場，藉電場與磁場之間能量的振盪而將電波傳送出去，因此不需借助任何介質也可傳遞。而能量愈強，傳播的距離就愈遠。為了能偵測到較遠距離的目標，雷達發射機會送出大功率，但其中大部分的能量會在傳播的過程中損失，而僅剩一小部分的能量觸及目標並反射回來。這一小部分反射回來的能量在回到雷達接收天線前，會再經歷一次傳播的損失，電磁波在傳播過程中的損失大致可分為兩種：

(A)擴散(Spreading)：與傳播的距離有關，因為電磁波能量與其傳播距離的平方成反比，傳播的距離愈遠，電磁波能量因擴散所造成的損失就愈嚴重。

(B)吸收(Absorption)：與自然環境因素有關，如降雨、空氣中的氧氣與水蒸氣。尤其是降雨，通常雨下的愈大，就愈會吸收電磁波的能量。且當頻率愈高時，電磁波能量的衰減就愈嚴重；另外，空氣中的水蒸氣(H₂O)對 22 GHz附近

頻段的衰減最強；而空氣中的氧氣(O₂)則分別對 60 及 120 GHz 頻段電磁波能量的衰減最為嚴重。

由於經過兩次傳播的損失，所以由目標反射回來的電磁波能量非常微弱，但只要其強度仍高於背景雜訊的強度，或經由適當地設定雷達接收機的靈敏度，雷達接收機還是能夠接收到微弱的反射信號，並能將其放大為適當的強度，然後再經信號處理得到我們想要的資訊。

2、靈敏度：雷達接收機在背景雜訊下仍可接收到最小的反射信號強度 (Smallest Discernible Signal)，通常以「dBm」表示；換句話說，雷達接收機能處理的信號愈微弱，雷達的偵測能力就愈佳。如自目標反射回來的信號低於此信號強度，雷達接收機就無法察覺而偵測不到此目標。一般而言，雷達接收機愈靈敏，可偵測得最大距離也可以跟著增加。但如果接收機的設定過於靈敏，雷達的偽警率 (false alarm) 就會增加。

3、頻寬：接收機的頻寬必須涵蓋整個系統所可能使用到的頻帶。在決定接收機頻寬的大小時，通常須考量兩個因素：首先，頻寬必須涵蓋整個系統所可能使用到的頻帶；其次，必須考量都普勒效應所造成的頻率偏移。頻寬的大小也會影響雷達所收到的背景雜訊大小。

4、信號與雜訊比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)：雜訊是永遠存在的。SNR 是自目標反射回來的信號與雜訊在功率上的比值。SNR 愈高代表信號強度遠大於系統雜訊的強度，而雜訊的強度是雷達靈敏度的下限，當目標信號低於此門檻 (Threshold)，均會被認定為雜訊。

5、天線增益 (Antenna Gain)：雷達天線將電磁波能量集中在一個特定方向的能力。當雷達打出去的主波束 (Mainlobe Beamwidth) 愈寬，即表示雷達天線將電磁波能量集中的能力愈差。

6、雷達反射截面積 (Radar Cross-Section, RCS)：這個因素與物標物的大小、外型、表面塗料等有關，這些非我們所能控制的，一般而言，若目標物越大，RCS 越大，回波也就越大。

第三章、訊號源

3-1 震盪器原理

負阻抗型

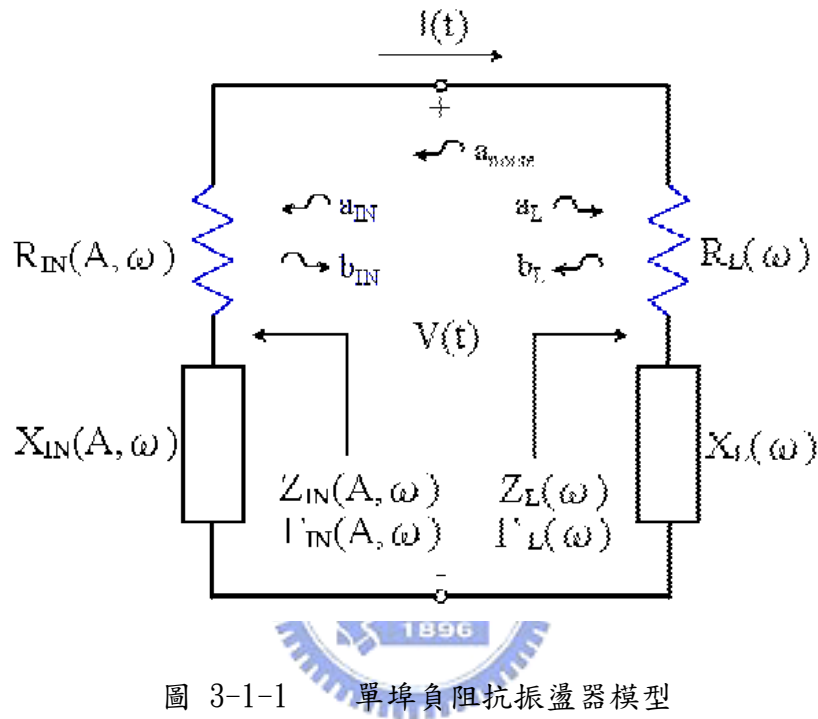


圖 3-1-1 單埠負阻抗振盪器模型

圖 3-1-1 為單埠負阻抗振盪器模型，其中往負阻抗主動元件看到的阻抗會隨頻率和電壓或電流的振幅改變，所以用頻率和振幅的函數表示成

$$Z_{IN}(A, \omega) = R_{IN}(A, \omega) + jX_{IN}(A, \omega)$$

其中 A 為電流或電壓的振幅

ω 為角頻率

$$R_{IN}(A, \omega) < 0$$

往被動負載端看到的阻抗並不會隨振幅變化，所以用頻率的函數表示

$$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega)$$

假設特性阻抗為 Z_0 ，則負阻抗端和負載端的反射係數分別為

$$\Gamma_{IN}(A, \omega) = \frac{Z_{IN}(A, \omega) - Z_0}{Z_{IN}(A, \omega) + Z_0}$$

$$\Gamma_L(\omega) = \frac{Z_L(\omega) - Z_0}{Z_L(\omega) + Z_0}$$

電路中必定會有雜訊，在圖3-1-1 中以 a_{noise} 表示，將圖3-1-1 轉換成訊號流程圖以便於分析，如圖3-1-2 所示，可推得閉迴路的轉移函數為

$$\frac{a_L}{a_{noise}} = \frac{\Gamma_{IN}(A, \omega)}{1 - \Gamma_{IN}(A, \omega)\Gamma_L(\omega)}$$

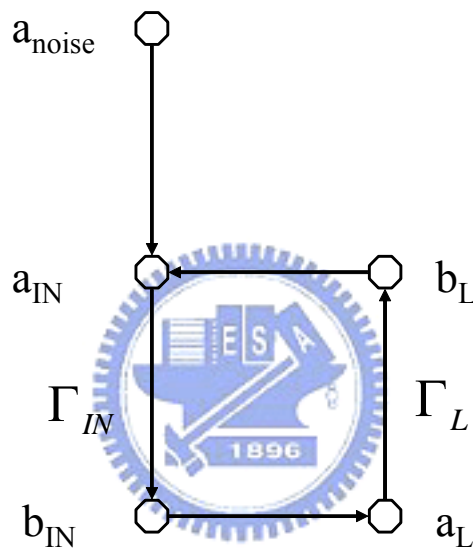


圖3-1-2 圖3-1-1 的訊號流程圖

若要使電路發生振盪，則根據Nyquist 定理

$$\Gamma_{IN}(A_0, \omega_0)\Gamma_L(\omega_0) = 1$$

其中 A_0 為電路穩定振盪時電流或電壓的振幅
 ω_0 為電路穩定振盪時的角頻率

當穩定震盪時可以得到

$$Z_{IN}(A_0, \omega_0) + Z_L(A_0, \omega_0) = 0$$

$$R_{IN}(A_0, \omega_0) + R_L(A_0, \omega_0) = 0$$

$$X_{IN}(A_0, \omega_0) + X_L(A_0, \omega_0) = 0$$

因為 $Z_{IN}(A_0, \omega_0)$ 和振幅、頻率有關，可能無法有一穩定的振盪，須再加上 Kurokawa 所推得的另一個條件

$$\left. \frac{\partial R_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_0} \left. \frac{\partial X_L(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} - \left. \frac{\partial R_L(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \left. \frac{\partial X_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_0} > 0$$

才能達成一穩定的振盪，通常 R_L 對頻率變化很小，故可化簡為

$$\left. \frac{\partial R_{IN}(A)}{\partial A} \right|_{A=A_0} \left. \frac{\partial X_L(\omega)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} > 0$$

迴授型

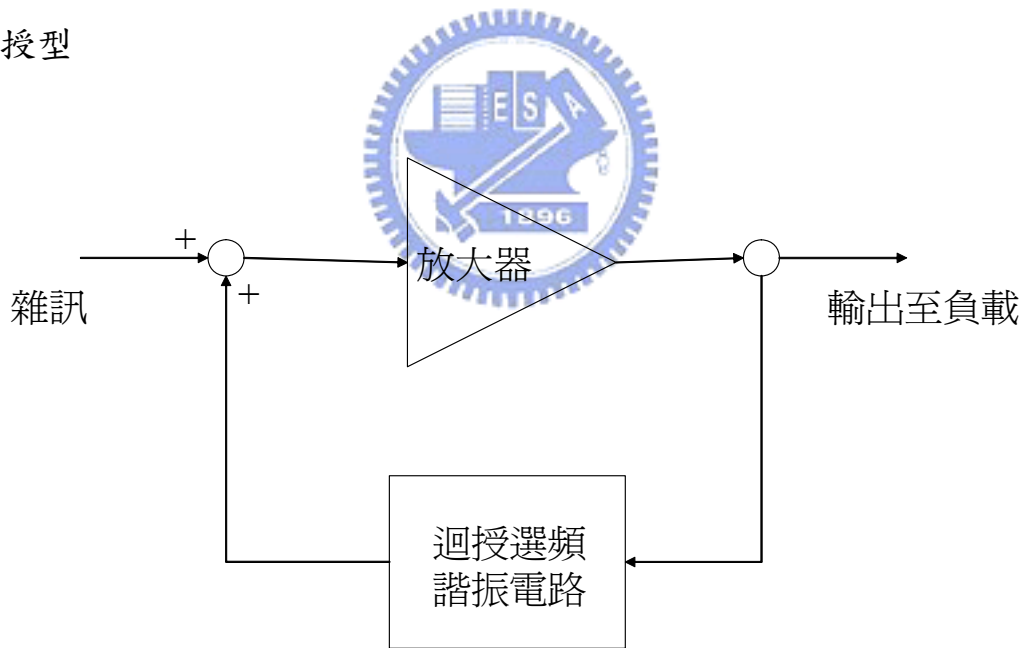
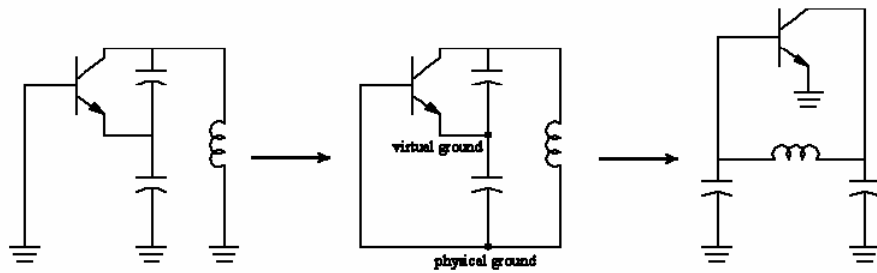


圖3-1-3 正迴授型振盪器的方塊圖

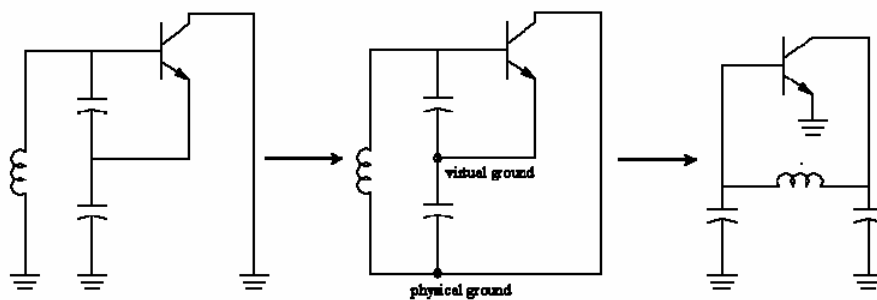
迴授型振盪器可分為兩部分來分析，即放大電路和選頻諧振電路，如圖3-1-3 所示，當此正迴授的迴路增益大於 1 而且相位為 360° 的整數倍時，即滿足 Barkhausen 法則，則電路中滿足此條件的雜訊就會在迴路裡不斷增長而振盪。此外，常用的振盪器電路，如 Colpitt 振盪器、Clapp 振盪器等，皆

可利用虛擬地 (virtual ground) 的方法轉換成單純只有放大電路加上迴授選頻電路的型式，如圖 3-1-4 所示。虛擬地的觀念是在分析電路時，可選擇電路中任意的節點 作為分析時的共同虛擬接地點，如此在設計振盪器時可用正迴授的觀點清楚且有 概念地做設計，並可利用所需的負載品質因素，設計適合的諧振電路，這是負阻 抗型分析法所無法洞悉的。

一般而言，會將虛擬地放在主動的電極處，即雙載子電晶體(Bipolar Junction Transistor)的射極或是場效電晶體(Field Effect Transistor)的源極，因為(i)射極是控 制電流(基極端電流 I_b)和被控制電流(汲極端電流 I_c)的共同端，也是輸出和 輸入的共同端；(ii)可將振盪器中主動元件(即放大器)和迴授選頻諧振電路分 離。



(a)



(b)

圖3-1-4 (a) Colpitt (common base)振盪器(b) Clapp (common collector)振盪器

在先前的分析中，所用的虛擬地並非真實電路中的接地點，因此在求得諧振電路的元件值後仍須將電路還原至真實電路的接地情形，但事實上，可以直接用虛擬地分析完成的共射極(common emitter)振盪器當做所要實現的電路。

3-2 放大器原理

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):

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

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):

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

而

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

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

$$G_P = \frac{1}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

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

其中

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

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$$

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

Γ_S : 電晶體往輸入匹配網路看過去的反射係數

Γ_L : 電晶體往輸出匹配網路看過去的反射係數

Γ_{IN} : 輸入匹配網路往電晶體看過去的反射係數

Γ_{OUT} : 輸出匹配網路往電晶體看過去的反射係數

如圖3-2-1 所示，可以清楚了解 Γ_S 、 Γ_L 、 Γ_{IN} 與 Γ_{OUT} 的關係。

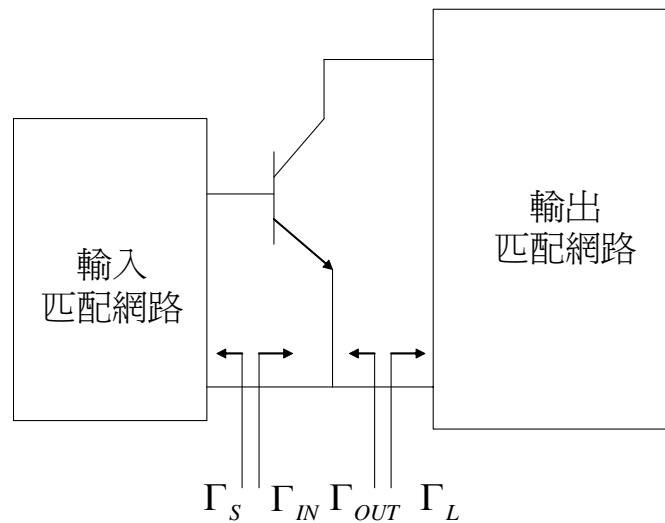


圖 3-2-1 微波放大器模型

可以看出 G_T 為 Γ_S 、 Γ_L 和 $[S]$ ，(電晶體 S 參數的函數)，而 G_A 只是 Γ_S 和 $[S]$ 的函數，而 G_p 只是 Γ_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。

穩定性

觀察

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

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

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

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

上列幾式，當 Γ_S 、 Γ_L 、 Γ_{IN} 或是 Γ_{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：

$$|\Gamma_S| < 1$$

$$|\Gamma_L| < 1$$

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

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

其中， Γ_S 和 Γ_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 $|\Gamma_S| < 1$ 和 $|\Gamma_L| < 1$ ，因此只要考慮讓

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \text{ 和 } |\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

符合的 Γ_S 和 Γ_L 值，因此我們令 $|\Gamma_{IN}|$ 等於一，以此求出的 Γ_L 值即為 Γ_{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：

$$|z - z_0|^2 = r^2$$

$$(z - z_0)(z - z_0)^* = r^2$$

$$(z - z_0)(z^* - z_0^*) = r^2$$

可以展開為：

$$|z|^2 - zz_0^* - z^*z_0 + |z_0|^2 = r^2$$

其中 $zz_0^* + z^*z_0$ 又可以表示為 $2\text{Re}[zz_0^*]$ ，故

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

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 平面上的的一個圓，此線性轉換為

$$\omega = \frac{az + b}{cz + d}$$

$$(ad - bc \neq 0)$$

ω 平面上的圓為：

$$|\omega| = \alpha = \left| \frac{az + b}{cz + d} \right|$$

因此

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

可以表為

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

或是：

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

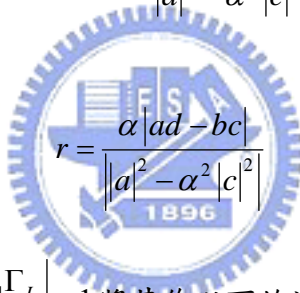
w 平面上的圓 $w = a$ ，被轉換為 z 平面上的圓，
其圓心為：

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

半徑為

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

或是



$$r = \frac{\alpha|ad - bc|}{||a|^2 - \alpha^2|c|^2|}$$

再回頭來看 $|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$ 將其作以下的演算：

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

$$\text{其中 } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

接下來將 $|\Gamma_{IN}| = 1$ 視為 w 平面上的圓，而上式視為一線性轉換，將而原本的 Γ_L 平面視為 z 平面：

$$|\omega| = \alpha \rightarrow |\Gamma_{IN}| = 1$$

$$a \rightarrow -\Delta$$

$$b \rightarrow S_{11}$$

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

$$d \rightarrow 1$$

$$z \rightarrow \Gamma_L$$

則可以 Γ_L 上標出一圓型軌跡，此圓型軌跡上的 Γ_L 的值即代表 Γ_{IN} 上的單位圓，此圓型軌跡即為穩定圓 (Stability Circle)，對於

$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| = \left| \frac{S_{12}-\Delta\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right|$ 而言，此軌跡為輸出穩定圓 (Output Stability

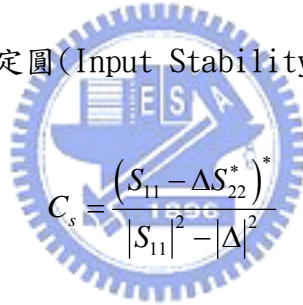
Circle)，其圓心為：

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

半徑為：

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{\left| |a|^2 - \alpha^2 |c|^2 \right|} = \frac{|-\Delta + S_{11}S_{22}|}{\left| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \right|} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

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

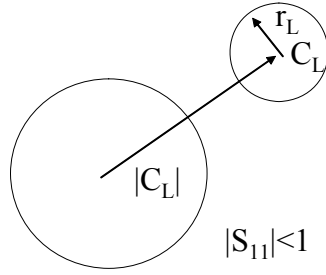


$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

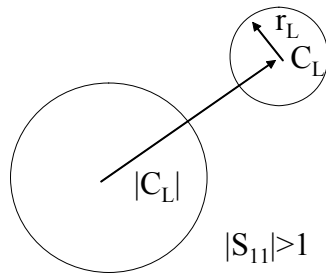
半徑為：

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

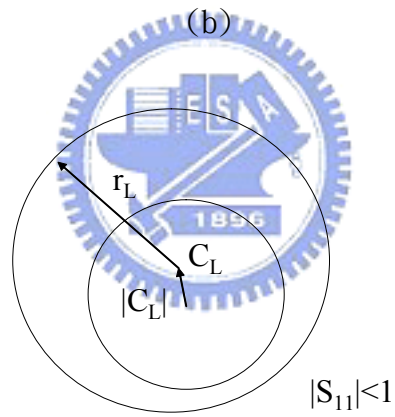
對於一個電晶體的穩定性，可分為四種，其中兩種為條件穩定，一種為無條件穩定，一種則是不可能出現穩定的現象，將以輸出穩定圓為例說明，可同理於輸入穩定圓。



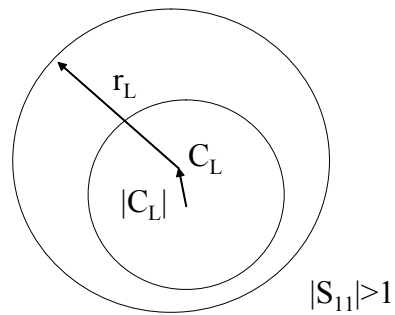
(a)



(b)



(c)



(d)

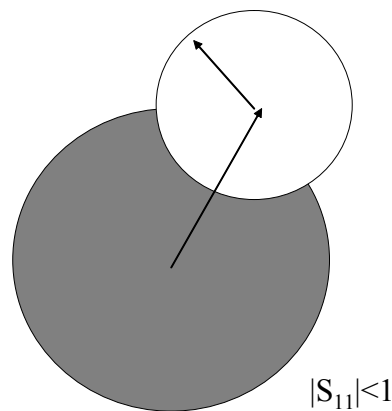
圖3-2-2 史密斯圖與穩定圓 $||C_L| - r_L| > 1$

圖3-2-2 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 Γ_L 為0，因此

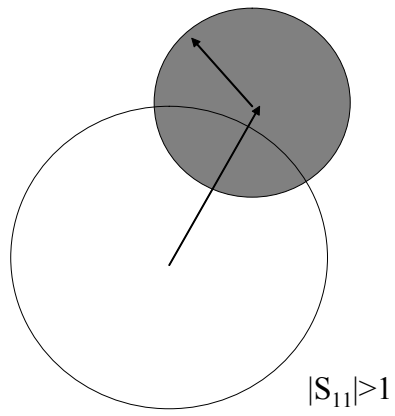
$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right|_{\Gamma_L=0} = |S_{11}|$$

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3-2-2 (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 Γ_L 為何值，都不會造成 Γ_{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3-2-2 (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。

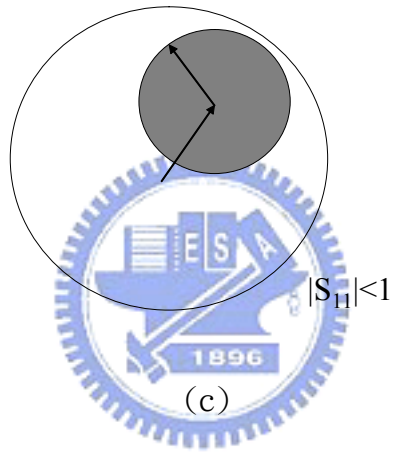
接著討論 $\|C_L|-r_L|<1$ 的情形，圖3-2-3表示了當 $\|C_L|-r_L|<1$ 時可能發生的情形，在加上 S_{11} 的判別，可以很容易的判別穩定區，以上四圖可以觀察到，史密斯圖的內部有一部分為穩定區，另一部分為不穩定區，也就是說，當輸出匹配網路的反射係數選在不穩定區內的時候，將造成 $|\Gamma_{IN}|>1$ ，而造成電路震盪，這是我們極需要避免的



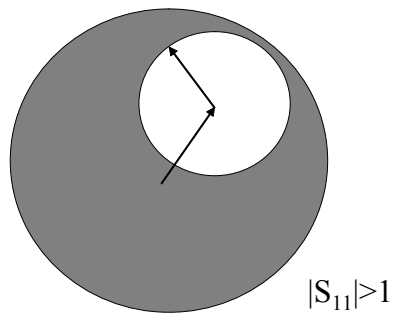
(a)



(b)



(c)



(d)

圖3-2-3 史密斯圖與穩定圓 $\|C_L| - r_L| < 1$

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3-2-2 可知為

$$|S_{11}| < 1$$

及

$$|C_L| - r_L < 1$$

或

$$|C_L| - r_L < 1$$

及

$$|S_{22}| < 1$$

及

$$|C_s| - r_s < 1$$

或

$$|C_s| - r_s > 1$$

將

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

和

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{\left| |a|^2 - \alpha^2 |c|^2 \right|} = \frac{|-\Delta + S_{11} S_{22}|}{\left| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \right|} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

代入 $|C_L| - r_L < 1$ ，可得

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

或

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

這裡要先做一個準備工作，從 $|C_L| - r_L < 1$ 對應到圖3-2-2(a)，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：

$$|C_L| > |r_L|$$

$$\text{將 } C_L = \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{||a|^2 - \alpha^2 |c|^2|} = \frac{|-\Delta + S_{11} S_{22}|}{||\Delta|^2 - |S_{22}|^2|} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|} \text{ 代入 } |C_L| > |r_L| \text{，得}$$

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

由於上式兩邊都是正的，所以可以將兩邊平方，成為

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

或

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

由於分母是正的，因此同乘 $(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2$ 並展開得到

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

可化簡為：

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

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

$|S_{22}|^2(1 - |S_{11}|^2) > |\Delta|^2(1 - |S_{11}|^2)$ 是可以化簡得到：

$$|S_{22}|^2 > |\Delta|^2$$

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 $|S_{22}|^2 > |\Delta|^2$ 是這個重要的結論。接著我們回到 $\left| (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* \right| > \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| + |S_{12}S_{21}|$ ，由於兩邊都是正數，所以將兩邊平方，不等式左邊得到：

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

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 $|S_{22}|^2 > |\Delta|^2$ ，可以得知 $|S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ 是正數，因此 $\left| (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* \right| > \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| + |S_{12}S_{21}|$ 可化簡為：

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

或定義 K

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

在此 K 成為考量無條件穩定的重要參數。 $|C_L| - r_L < 1$ 的無條件穩定，其穩定圓完全在史密斯圖外面，若是考慮 $|C_L| - r_L > 1$ ，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 $|S_{22}|^2 > |\Delta|^2$ 的結果是相反的，也就是說

$$|\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \text{ 才是正數，此時將將 } C_L = \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{|-\Delta + S_{11}S_{22}|}{| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 |} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 |} \text{ 代入 } |C_L| > |r_L| \text{，得}$$

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

在此，必須先假定

$$\left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| - 1 = 0$$

或是

$$\frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} < 1$$

之後的計算則是類似的，最後一樣可以得到 $K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$ 的結論。

接下來將 $\frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} < 1$ 化簡，將 $K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$ 改寫為以下的形式：

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

由於 $\frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} < 1$ 小於一，所以可以令為

$$\frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} = 1 - \alpha$$

因此 $2K = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12}S_{21}|} + \frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|}$ 可以化簡為：

$$2K - 1 + \alpha = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12}S_{21}|}$$



由於 $K > 1$ ，所以可以得到

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

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

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}|$$

將上兩式相加可以得到

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

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

$$K > 1$$



最大增益匹配

$$\text{觀察 } G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad G_P = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2},$$

$$G_P = \frac{1}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - \Gamma_{OUT}|^2}, \text{ 可以發現當}$$

Γ_{OUT} 等於 Γ_L^* 時， G_T 與 G_P 同時有最大值，此最大值為：

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

另外，當 Γ_{OUT} 等於 Γ_L^* 時， G_T 與 G_A 同時有最大值，此最大值為

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

因此根據 $\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$ ， $\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$ ，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 Γ_{MS} 和 Γ_{ML} ，分別為

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

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

其中

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

$$B_2 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

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

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

觀察 $\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$ 式，當 $\left| \frac{B_1}{2C_1} \right| > 1$ 且 $B_1 > 1$ 時，將 $\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}$

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

$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}$ 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 $K > 1$ 式，而 $B_1 > 1$ 與 $B_2 > 1$ 同義於 $|\Delta| < 1$ 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。

3-3 訊號源實做與量測

19.25GHz 訊號源分為三個部分，首先是一個 6.42GHz 的壓控震盪器。經過一個三倍頻器將頻率乘三倍，最後經由一個放大器將 19.25GHz 的訊號放大到所需要的範圍，圖 3-3-1 為 6.42GHz 的壓控震盪器量測結果，輸出功率如圖 3-3-2 約 12dBm，越往高頻移動時輸出功率會約略下降，最低輸出功率為 11.5dBm，在頻率調變連續波(FMCW)雷達的應用中，壓控震盪器的線性度會決定雷達量測目標距離之準確度，由圖 3-3-3 可看出此壓控震盪器的線性度相當好，可調的頻率範圍從 6.265GHz 到 6.439GHz，頻寬為 174MHz。量測之相位雜訊如圖 3-3-4 在偏移中心頻率 1MHz 時為 -116~-118dBc/Hz。三倍頻器的量測結果如圖 3-3-5，當輸入功率為 0dBm 時，可以得到最好的轉換損耗約為 2.5dB，當輸入訊號的功率增加時，由於三倍頻的訊號開始飽和，所以轉換損耗會開始增加，所以當實際的震盪器輸出訊號送入三倍頻器後，轉換損耗會大很多，約為 12dB 左右，量測結果如圖 3-3-6。

由於系統的需求在訊號源必須有高於 3dBm 的訊號才能將後端的電路推入飽和區，故在最後一集加上放大器，提高輸出訊號之功率，放大器之量測結果如圖 3-3-7 與 3-3-8，當訊號輸入低於 -10dBm 時，放大器的增益皆大於 10dB 以上，進入飽和區之後，實際應用時增益約為 5-6dB，最後整個訊號源包括壓控震盪器、三倍頻器與放大器整個整合起來量測後的輸出訊號功率如圖 3-3-9，圖 3-3-10 為電路實體圖。輸出功率在可用頻率範圍皆高於 3dBm。

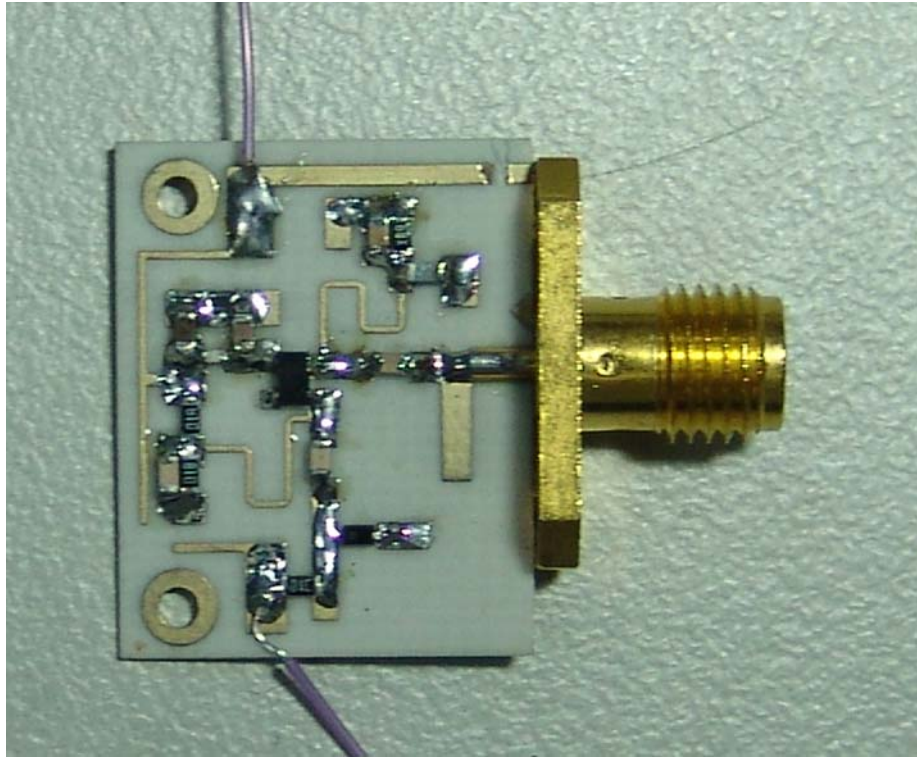


圖 3-3-1 壓控震盪器實體圖

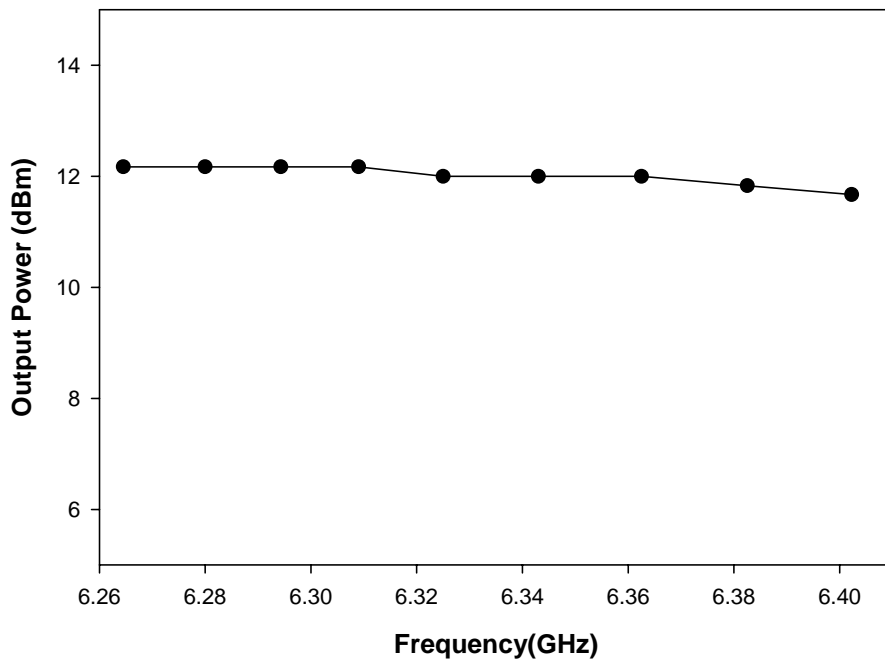


圖 3-3-2 壓控震盪器輸出功率圖

VCO linearity

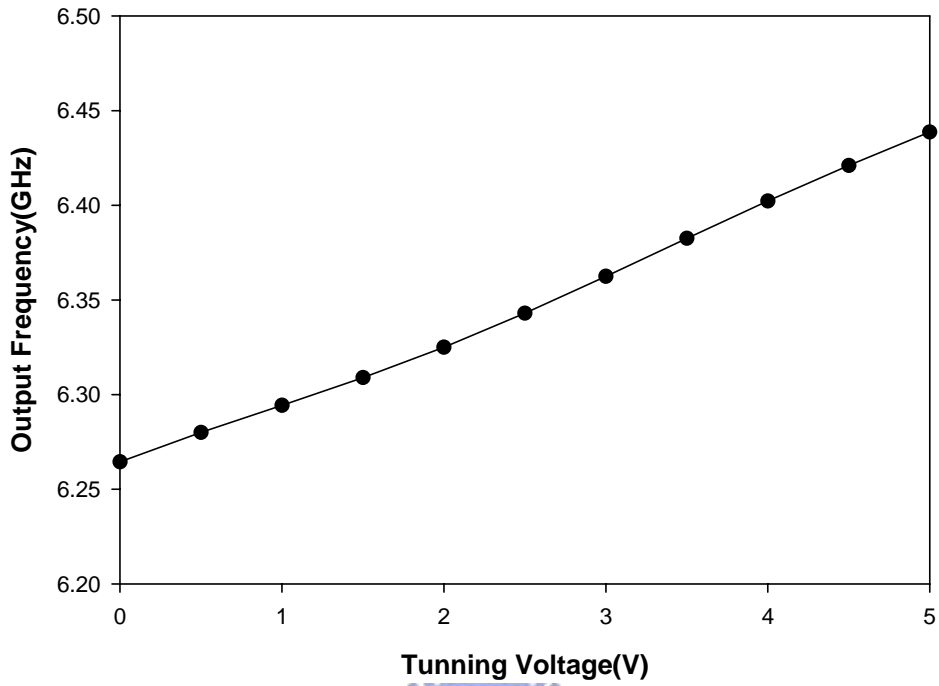


圖 3-3-3 壓控震盪器震盪頻率線性度量測圖

VCO Phase Noise

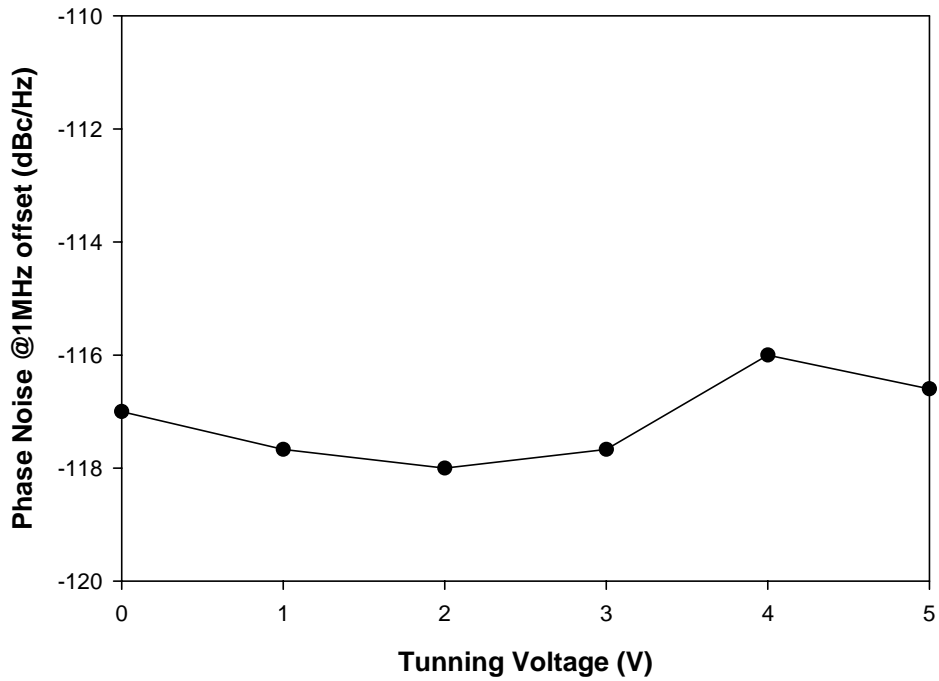


圖 3-3-4 壓控震盪器相位雜訊量測圖

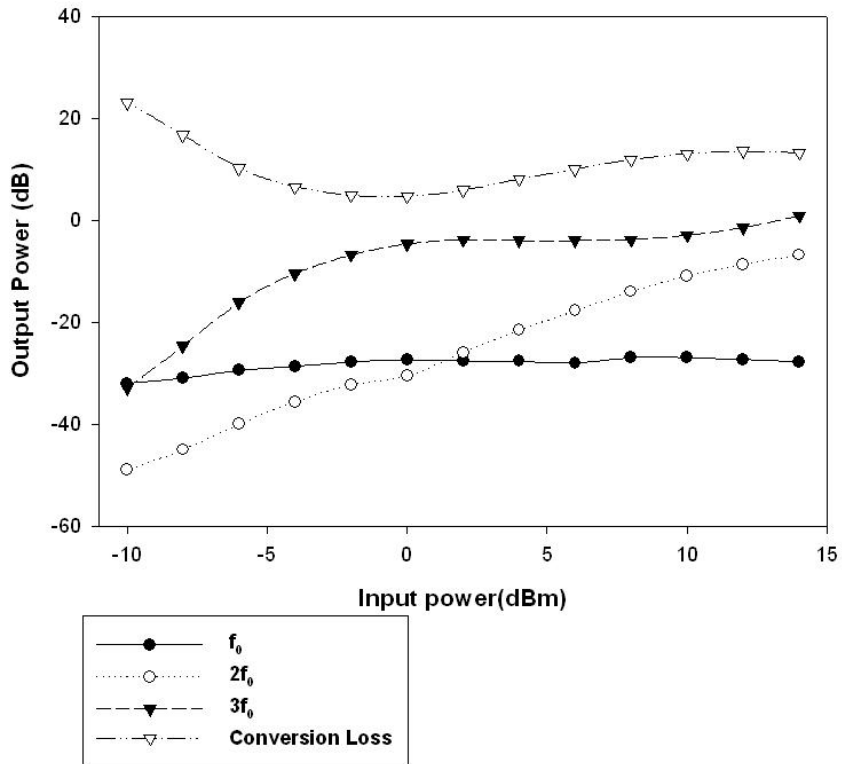


圖 3-3-5 三倍頻器輸入訊號與輸出訊號關係量測圖

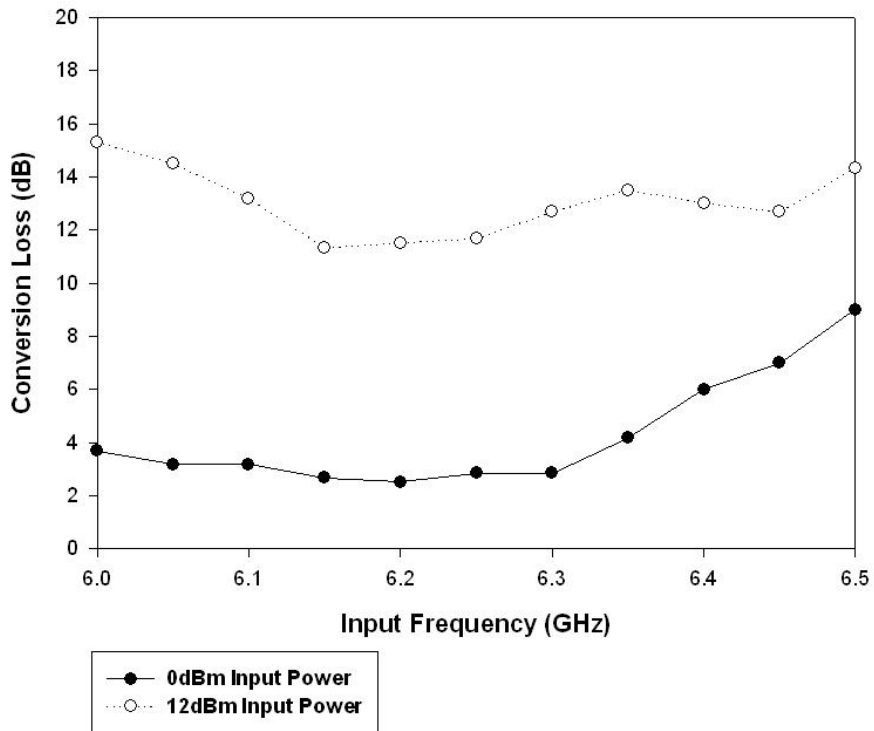


圖 3-3-6 三倍頻器轉換損失量測圖

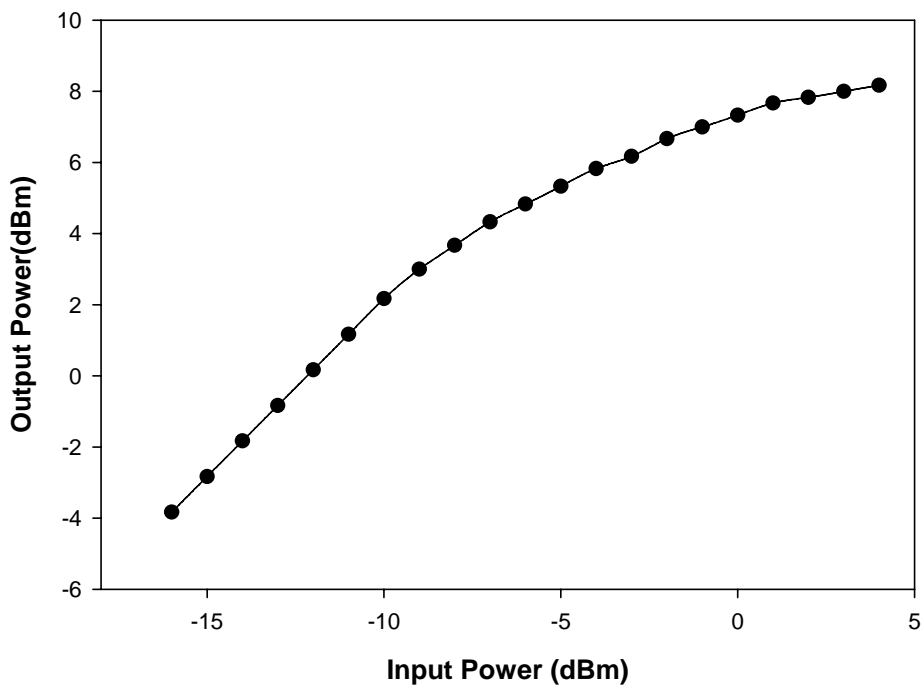


圖 3-3-7 放大器輸入訊號與輸出訊號關係圖

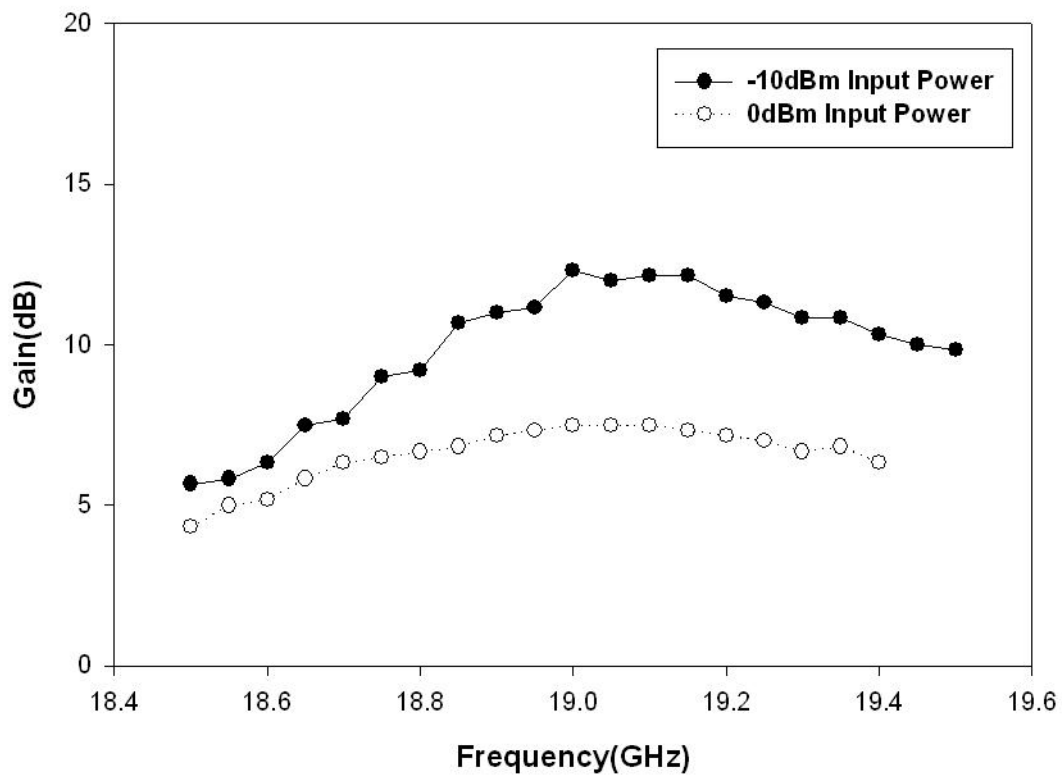


圖 3-3-8 放大器增益量測圖

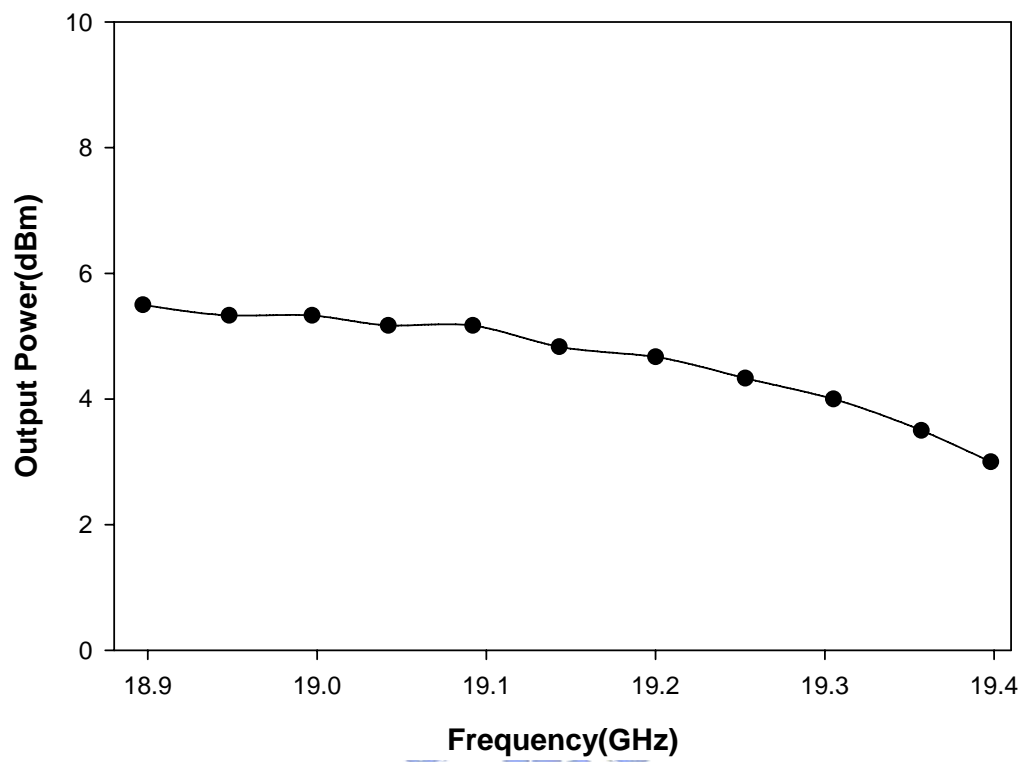


圖 3-3-9 訊號源輸出功率圖

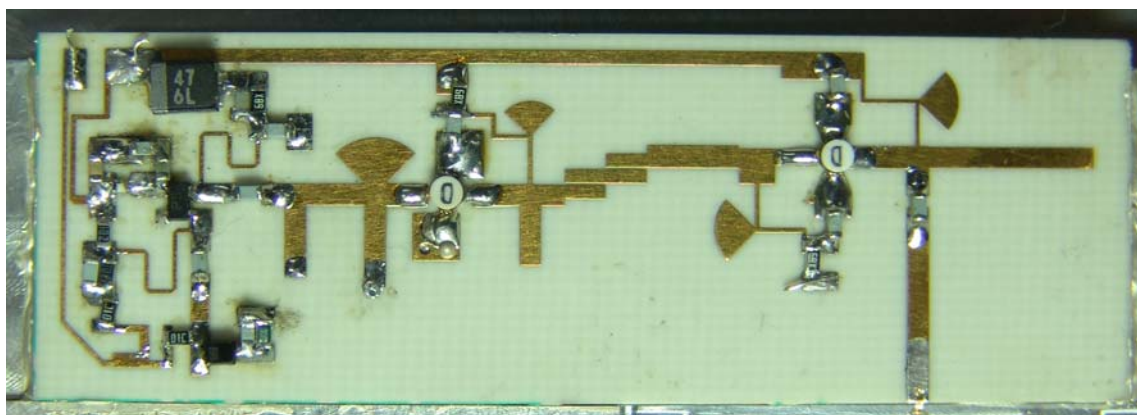


圖 3-3-10 訊號源實體電路圖

第四章、射頻模組元件

本章將介紹本論文的雷達系統中，射頻電路所使用的元件，此部分摘錄國立交通大學電信工程學系微波薄膜實驗室之部分研究成果[21-23]。

4-1 射頻模組架構圖

W 頻段的收發器模組的電路元件是防撞雷達的一個重要的部份。圖 4-1-1 為所有射頻端之系統架構。雷達前端系統架構為一個 19.25GHz 的訊號源經由兩級倍頻器，將訊號從 19.25GHz 倍頻至 77GHz，經由環形分合波器(Rat-Race Hybrid)將訊號分兩路，一路送至天線另一路送至混頻器當本地震盪源 (LO) 訊號。當訊號由天線輻射出去偵測物體後，回到天線再經由環形分合波器送至混頻器當射頻訊號 (RF)，混出之中頻訊號再送至中頻電路。

19.25GHz 訊號源分為三個部分，首先是一個 6.42GHz 的壓控震盪器，經過一個三倍頻器將頻率乘三倍，最後經由一個放大器將 19.25GHz 的訊號放大到所需要的範圍。收發器模組中功率分配器與環形分合波器是採用共波導結構 (coplanar waveguide, CPW)，製作在厚度為 15mil，介電係數為 9.8 的三氧化二鋁基板上。而 19.25GHz 和 38.5GHz 的倍頻器則是分別使用 CHX2191 與 CHU3277，此兩顆為 UMS 的 MMIC。此外，因為天線和收發器模組使用的基板不同，故需要一個介面轉換器 (transition)，做為連接。此外防撞雷達的偵測能力跟天線系統之效能有很大的關係，防撞雷達之天線系統包括三個部分，微帶天線 (patch antenna)、號角天線 (horn antenna)、以及透鏡天線 (lens antenna)。天線的設計結合了微帶天線、號角天線和透鏡天線三種結構之優點來克服只使用單一種天線而造成設計上的難度。

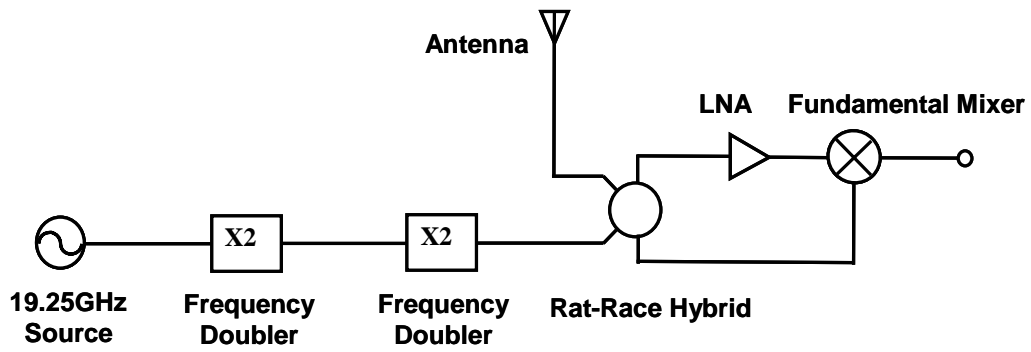


圖 4-1-1 防撞雷達前端系統方塊圖

4-2 19.25GHz 倍頻器

倍頻器將 19.25 GHz 的振盪源倍頻至 38.5 GHz，使用 UMS CHX2191 這顆 MMIC，圖 4-2-1 為實體電路，圖 4-2-2 為量測結果，從 37GHz 到 39GHz 輸出功率皆高於 11dBm。

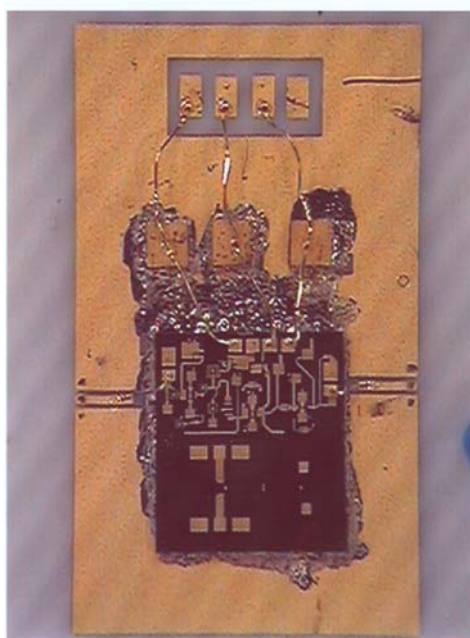


圖 4-2-1 CHX 2191 實體電路圖

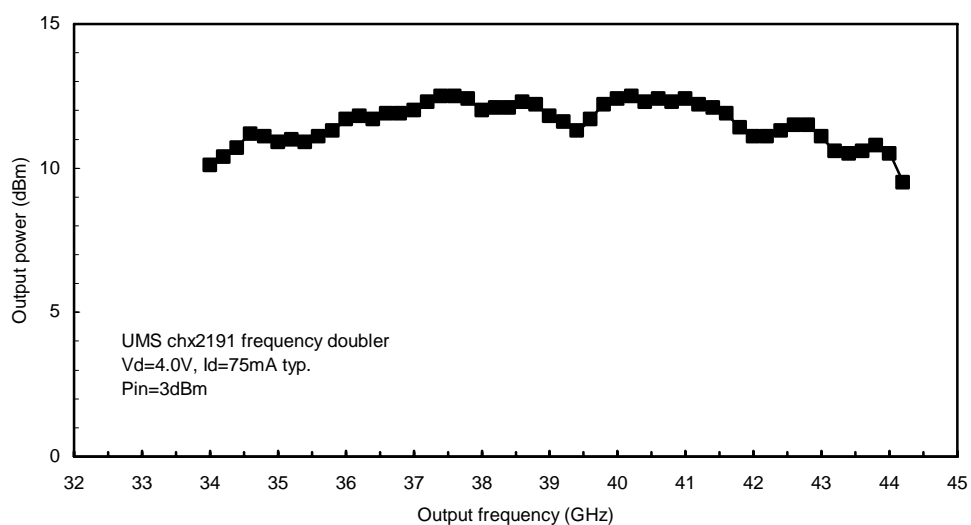


圖 4-2-2 CHX 2191 量測結果

4-3 38.5GHz 倍頻器

UMS CHU3277 為第二類 MMIC 將頻率由 38.5GHz 倍頻至 77GHz，圖 4-3-1、4-3-2 分為實體電路與量測結果。在雷達可操作頻率範圍 74 到 77GHz，輸出功率約為 15dBm。

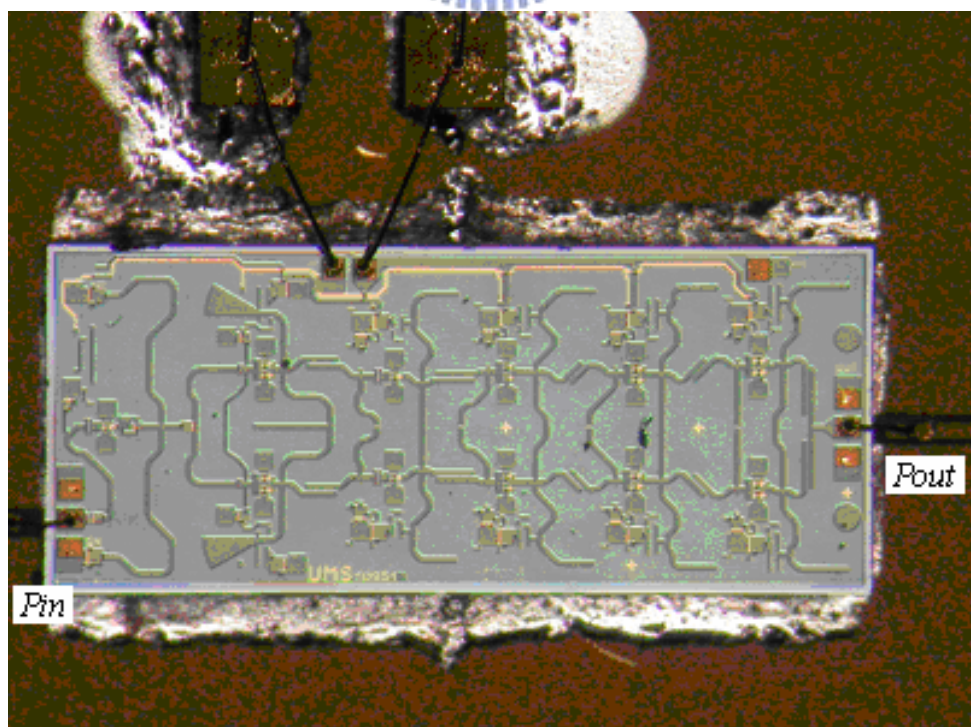


圖 4-3-1 CHU 3277 實體電路圖

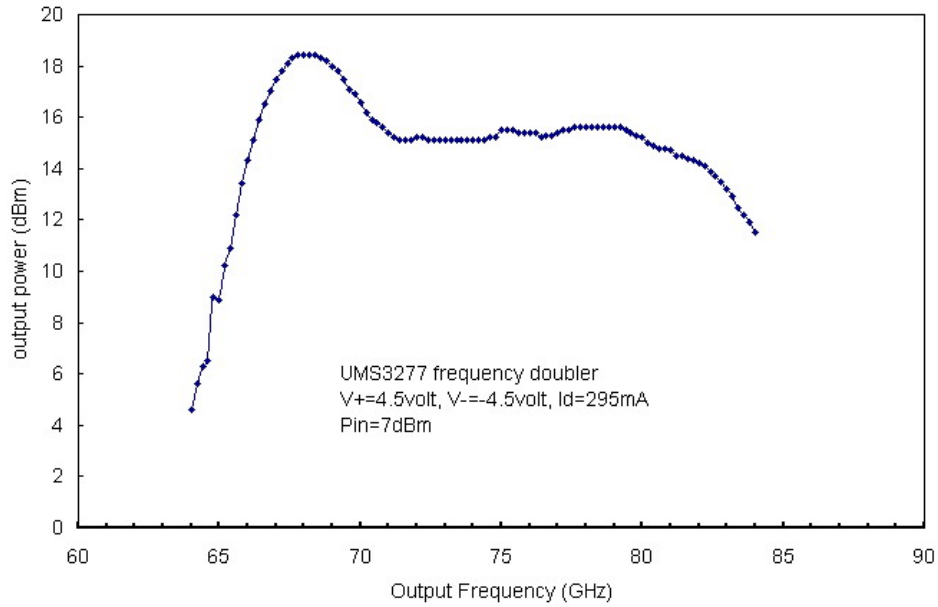


圖 4-3-2 CHU 3277 量測結果

4-4 CHM2179a 混頻器

本地震盪源(LO)與射頻訊號(RF)頻率範圍為 76 到 77GHz，本地震盪源的輸入功率為 5dBm，實際量得的轉換損失(conversion loss)為 10dB。

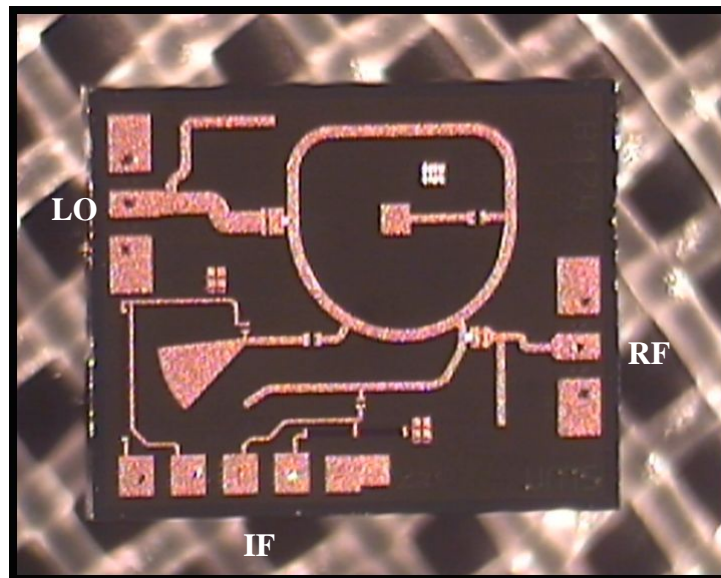


圖 4-4-1 CHM 2179a 實體電路圖

4-5. 轉換器(Transition)

在射頻電路模組中，是以共平面波導（CPW）的電磁結構設計；而天線的饋入結構是使用微帶線（Microstrip line）的電磁結構設計，在兩者之間需要一個電磁結構的轉換器做為連接。圖 4-5-1 為轉換器(transition)實體電路圖。量測方式為兩個轉換器對接，兩端為共平面波導結構，量測結果如圖 4-5-2。單一轉換器之損耗低於 0.5dB。反射損耗到 90GHz 以上的頻段皆低於 15dB。

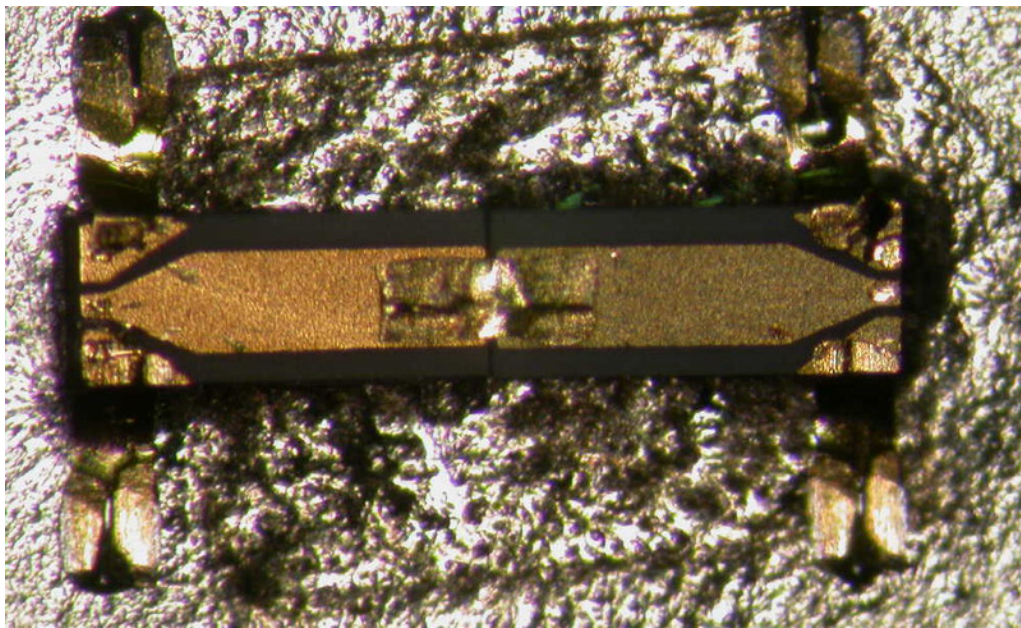


圖 4-5-1 Transition 實體電路圖

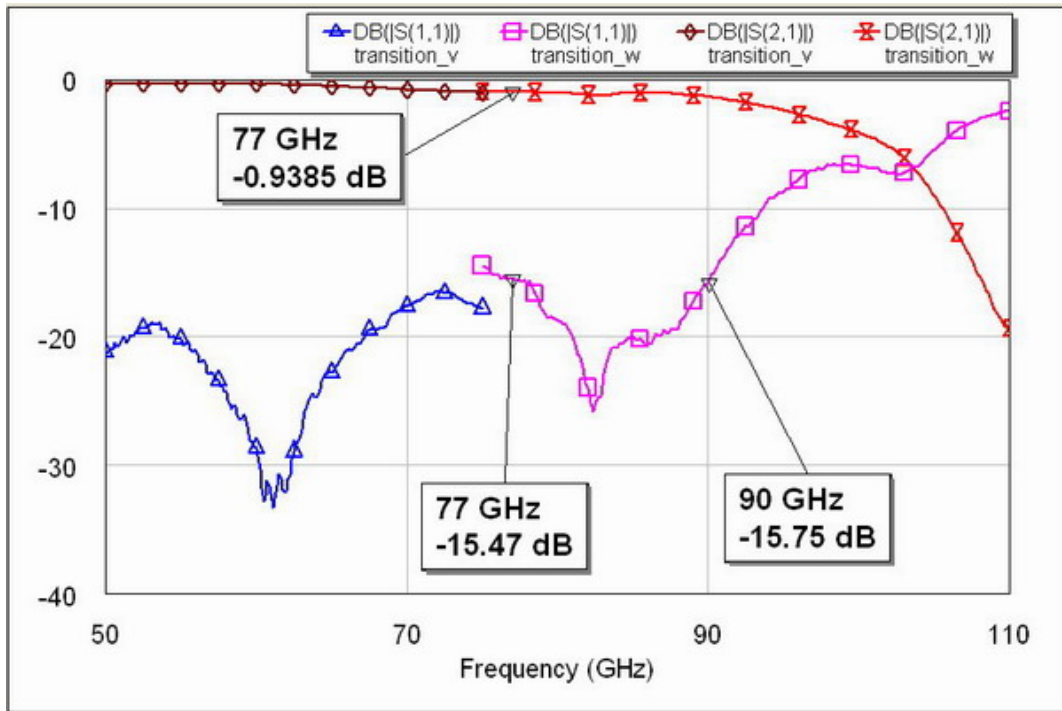


圖 4-5-2 Transition 量測結果

4-6 環形分合波器(Rat-Race Hybrid)

環形分合波器(rat race hybrid)為一四埠網路，圖 4-6-1 3 dB 環形分合波器其電路示意圖，以埠 1 輸入，會由埠 2 和埠 3 等相位均分輸出功率，埠 4 由於兩條路徑相差 180 度的相位，故訊號相消因而沒有輸出。由埠 4 輸入，埠 2、3 會相差 180°均分輸入功率，而埠 1 也是因為兩條路徑相差 180 度，所以也沒有輸出。實際埠 1 接 77GHz 輸出，埠 4 接天線。圖 4-6-2 為其實體電路圖，圖 4-6-3 為模擬結果，圖 4-6-4 為量測結果，介入損失約為-5 dB。

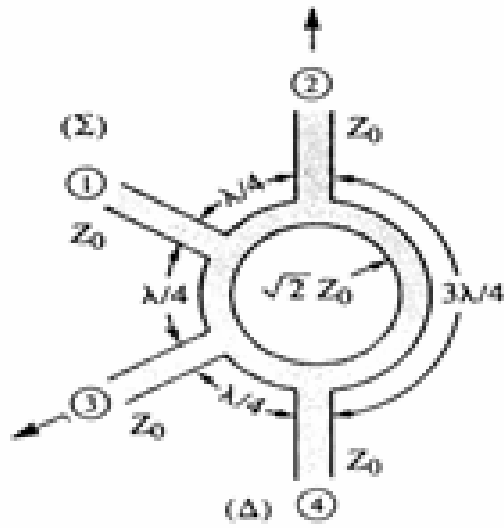


圖 4-6-1 3 dB 環形分合波器電路示意圖

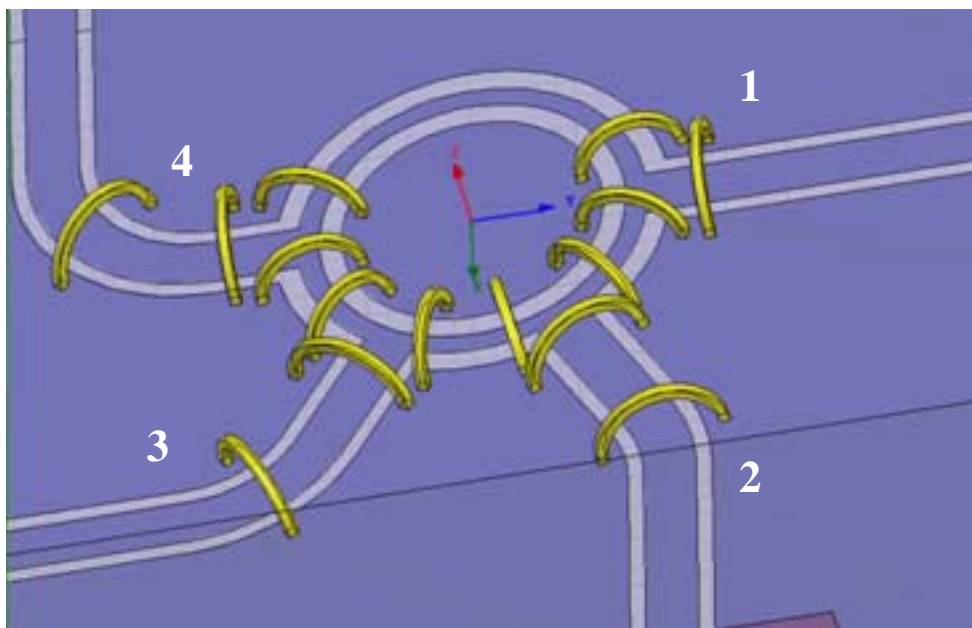


圖 4-6-2 環形分合波器實體電路圖

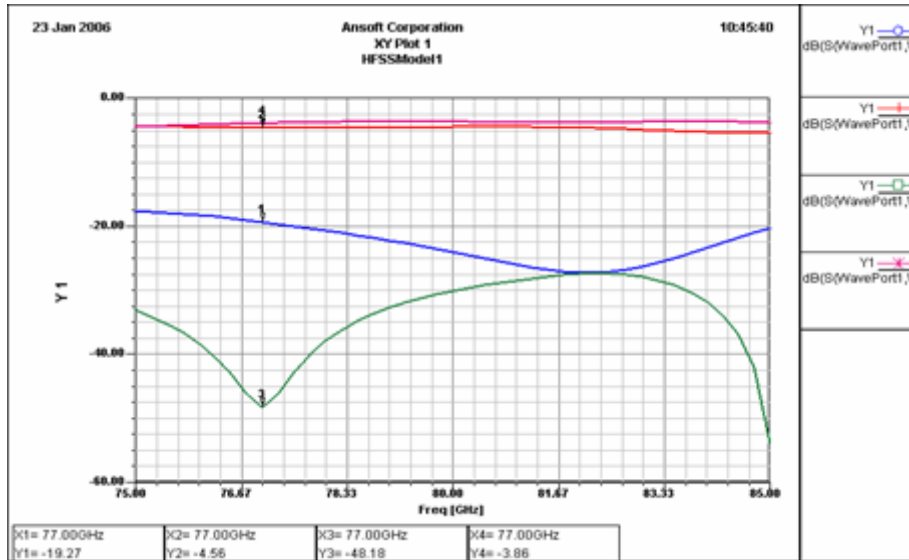


圖 4-6-3 環形分合波器模擬結果

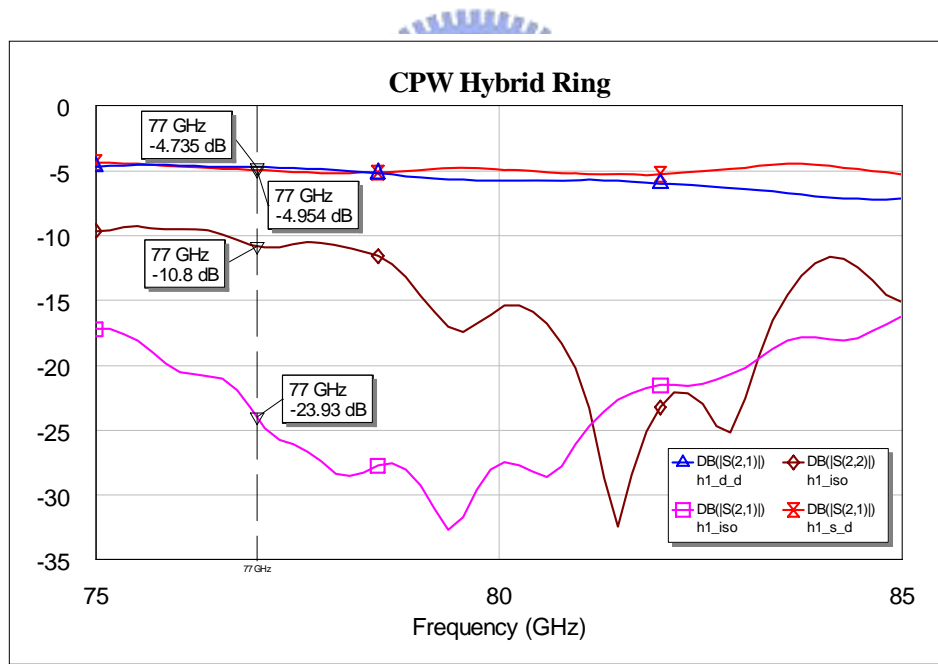


圖 4-6-4 環形分合波器量測結果

4-7 射頻模組

上述個元件整合後，如圖 4-7-1，當輸入功率為 3dBm 時，輸出功率如圖圖 4-7-2

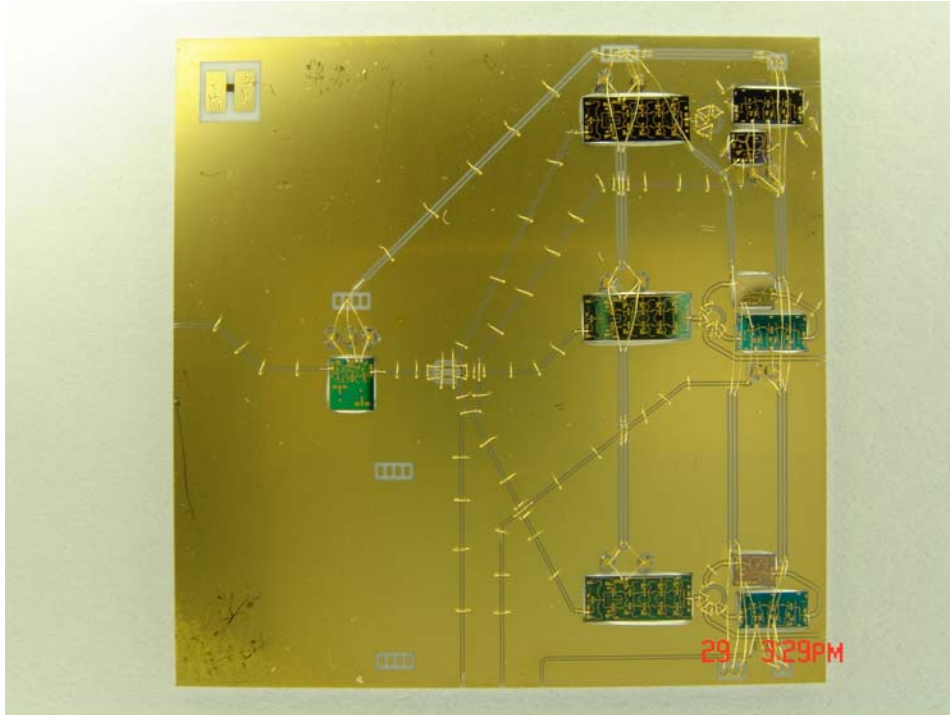


圖 4-7-1 射頻模組整合實體圖

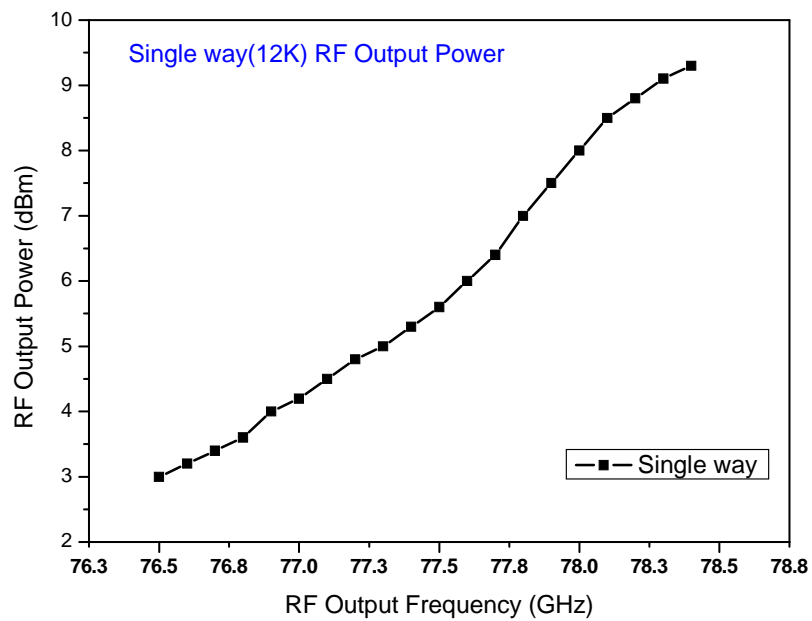


圖 4-7-2 模組輸出功率