

# 第一章 研究內容與緒論

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上做安全的判斷，如利用微波毫米波技術、聲波（超音波）技術、或影像處理技術等。車輛防撞系統，是屬於 ITS 領域中汽車安全輔助系統(Advanced Vehicle Control and Safety Systems, AVCSS )的一部份，汽車安全輔助系統主要分成兩類，第一類為主動式(Active type)汽車防撞系統，該系統強調在意外發生前，自動控制車子行進方向以防止意外產生。第二類為被動式(Passive type)汽車防撞系統，該系統利用車輛前面之前向感測器及車尾之後向感測器偵測前後車輛狀況。當前後車的速度或距離超出安全值時，便發出警訊，以便由駕駛人控制車輛行進方向，對車輛周圍環境狀況有提早的掌握[1]。

隨著現代科技的發展，雷達是 21 世紀集合了電子科學技術與各種成就的高科技系統。近年來，雷達的技術及其應用也越來越廣泛，出現了各式各樣的雷達，例如(太空、空中、地面、…雷達)。雷達除運用於軍事之外，民用之間到也到達了相當熱門的地步，且在現在科技的進步之下，將雷達它利用在民生日常生活上將是越來越容易，例如汽車防撞雷達系統…在現在汽車每日增加的數量來看，汽車雷達系統的應用，將會把雷達的運用推到最大數量[18]。

雷達(Radar)是” RAdio Detection And Ranging” 縮寫的音譯。雷達其基本的功能是利用目標物對電磁波的散射或回射波而發現目標，並且測定出目標物的空間位置或其他所要的訊息，將這些所得的訊息經過一連串的訊號處理，並轉換成我們可以簡單明瞭的顯示。

所以本篇論文的主要目的地就是為研製頻率調變連續波雷達系統中的各部份功能，包括壓控振盪器、倍頻器、放大器、低雜訊放大器…及整個雷達系統的整合測試量測。

論文共有五個章節，第二章為雷達系統的介紹，說明雷達基本原理和我們用的系統及對雷達效能影響的部份做個介紹。第三章則是雷路設計基本原理的介紹包含壓控振盪器、倍頻器、放大器…等等，第四章則是各個功能方塊的模擬、實作量測、測試的結果，最後第五章為結論及未來工作的重點部份。



## 第二章 雷達系統

本章將從基本的「脈波測距雷達(Pulsed Radar)」與「連續波雷達(Continuous-wave Radar)」及「頻率調變連續波雷達(Frequency Modulated Continuous Wave Radar, FMCW Radar)」這三種雷達系統來介紹。並介紹各個雷達的特點特色和基本的傳送接收概念，最後將一些影響雷達效能的因素提出來討論。

### 2-1 雷達系統基本原理

雷達(Radar)其原文為” RAdio Detection And Ranging” ，取其字首而成” Radar” 。雷達為目前偵測移動物體最普遍的方法之一，雷達藉著高頻電路產生出高功率電磁波，此電磁波經由天線輻射出去形成雷達波。當發射出去的雷達波在空間行進的過程中，隨著觸碰到物體部分的散射及反射，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，混波…程序處理，與發射波相對應比較，得以偵測出目標是否存在，進而可以決定其距離、方向、高度、速度…和其他資訊，並藉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

依照發射波形分類，雷達系統一般分成有「脈衝波雷達(Pulsed Radar)」及「連續波雷達(Continuous-wave Radar)」，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(Doppler Radar)」。

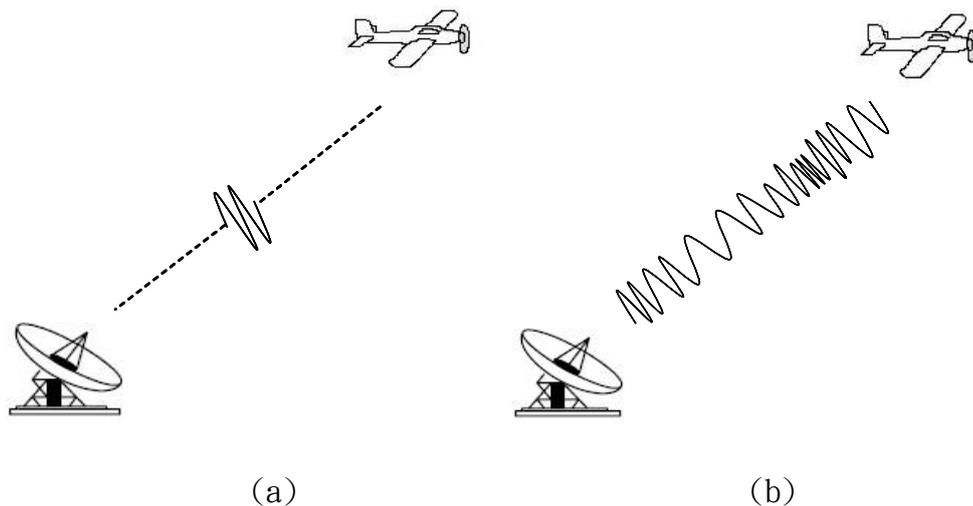


圖 2-1 (a)脈衝波雷達 與(b)FMCW 雷達

1、脈衝波雷達(Pulsed Radar)：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)。例如無線電波在空氣中行進的速度為約為 300 公尺/微秒，如果無線電波行進 1000 公尺則是需要約 3.33 微秒。但是無線電波必需要到達目標物體後再反射回來，所以在發射電波離開發射機到電波返回到接收機的時間就要乘上兩倍的時間，所以就是要花費  $2 \times 3.33$  微秒 = 6.67 微秒的時間。

2、連續波雷達(Continuous-wave Radar)：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。二次大戰期間使用的預警雷達，大多屬於這種連續波雷達系統。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，這類的雷達經常用於交警的測速、汽車防撞、…但無法獲知目標物的距離。之後連續波雷達發展出下面兩種雷達：

(A)都普勒雷達(Doppler Radar)：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。這個事實可以作為一個重要的應用，因為如果我們能找出目標的速度如何改變反射波的頻率，這樣我們就可以以頻率的改變數值算出目標與雷達的相對速度。例設發射的頻率為  $f_0$ ，因為都普勒效應而改變的頻率為  $f_1$ ，兩頻率差為  $f_d$  就是上面提到的頻率漂移(Frequency Shift)。則  $f_d = \frac{2v}{c} f_0$ ， $v$  為目標物速度， $c$  為電磁波的速度，例如發射頻率為 24GHz，目標物體向天線接近的速度為每小時 300 公里，則  $f_d = \frac{2 * 300}{3 * 10^5 * 60 * 60} 24 * 10^9 = 1.33 * 10^9 Hz$ ，這就是說明了反射的信號為  $f_0 + f_d = 24GHz + 1.33GHz$ ，反過來說目標物體如果是以同樣的速度沿直線離開天線的方向，則反射信號的頻率為  $f_0 - f_d = 24GHz - 1.33GHz$ 。

(B)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，下小節將更詳細介紹 FMCW 雷達。

## 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：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， $c$  為電磁波的速度， $f_0$  為電磁波的發射頻率。

方位：我們可用多個雷達偵測單元(Radar Detection Unit, RDU)，不同雷達偵測單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。

圖 2-2 所表現的是頻率調變連續波雷達(FMCW 雷達)系統的 function diagram，頻率調變連續波雷達系統是在利用時間上改變發射信號的頻率，並測量接收信號相對於發射信號的頻率方法來測定目標距離。其發射頻率與接收頻率的相對關係不僅可測量目標距離，而且還可測量出目標的徑向速度。如圖 2-3 所示，發射信號的線性調頻和從動態目標散射回來的接收信號頻率變化，兩條曲線上峰值之間的頻率差就是動態目標加在散射信號上面的都普勒頻移  $f_d = \frac{2v}{c} f_0$ ，而兩個連續峰值之間的時間差  $\tau$  就是信號從雷達發射到動態目標物再反射回雷達接收端的時間。因此，如果發射機和接收機放在相同的位置，則目標物距離將由  $R = \frac{c\tau}{2}$  這公式算出。

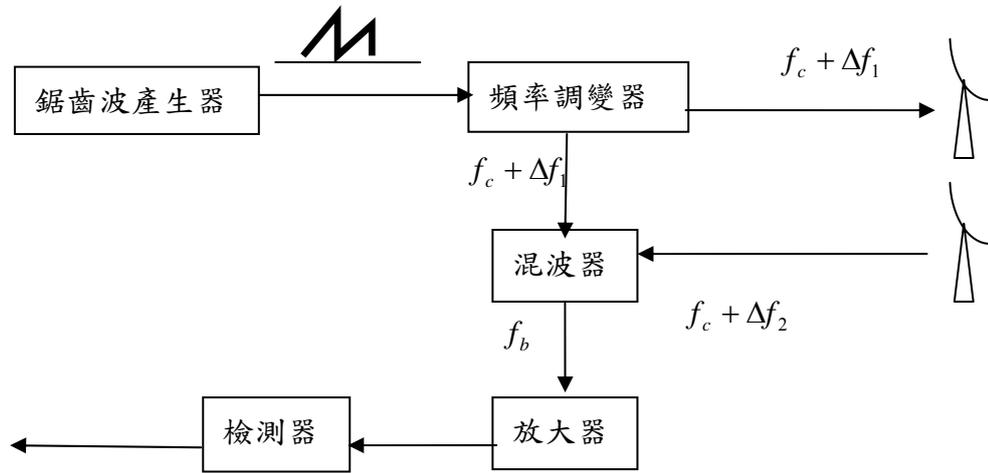
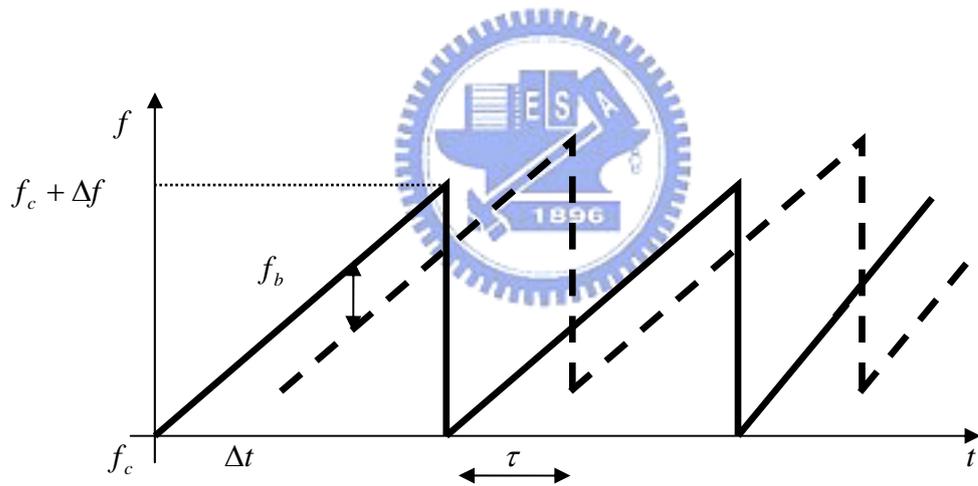
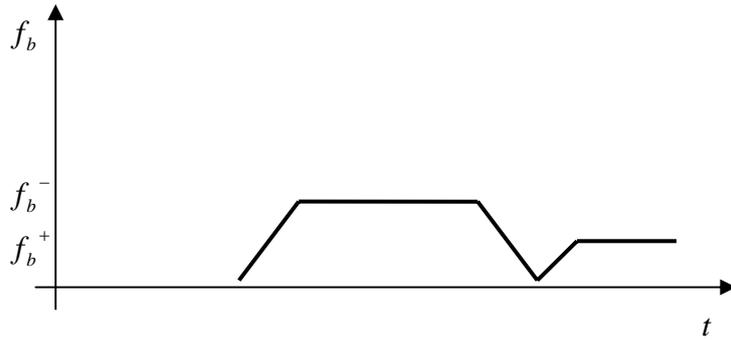


圖 2-2 FMCW 雷達系統的 function diagram



(a) 線性鋸齒三角形頻率調變



(b)發射和接收信號間的頻率差  $f_b$

圖 2-3 發射信號的線性調頻和散射回來的接收信號頻率變化

這邊舉個簡單的例子說明上面調變連續波雷達(FMCW 雷達)系統是如何的測量距離，假定我們能測試到的距離為 100 公尺然後電磁波來回於 100 公尺的時間約需要 0.667 微秒，我們現在來看一下調頻連續波雷達系統假若將發射機的頻率在 0.667 微秒內從 24GHz 到 24.1GHz 間作直線性變化，所以我們得知，假定電磁波發射時其頻率為 24GHz。電磁波抵達測試距離 100 公尺處再反射回達原點共需要 0.667 微秒的時間，此時的發射頻率已經變成了 24.1；因此在回波抵達時，跟發射波的頻率差為 0.1GHz，這裡的 0.1GHz 的頻率差就代表了 100 公尺的距離了，所以我們只須測得頻率的差值，就可以標示出目標物的距離。圖 2-4 示意圖表示 FMCW 雷達由量度頻率決定距離。

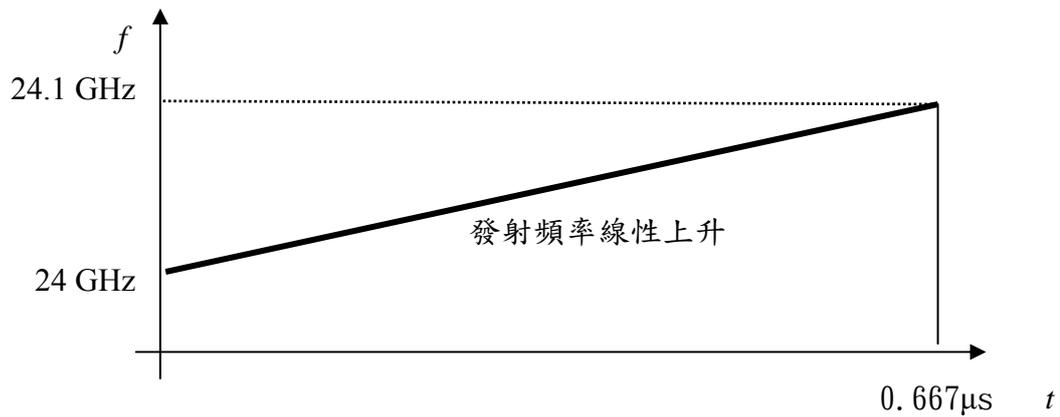


圖 2-4 FMCW 雷達調變頻率測距示意圖

## 2-4 影響雷達效能因素之討論

影響雷達系統的效能有很多，部份是依靠設計者在當初的設計，例如發射機的功率大小，接收機的靈敏度以及所需要使用天線的形式效能…等等。另一部份則是依賴工作的環境，雷達應用應該盡可能的遠離易產生干擾來源的環境或是雷達應該要有基礎的防干擾機制。再另一點就是設計者與使用者無法控制的因素，比如天氣狀況、太陽宇宙射線的干擾…等等。下面舉一些比較常見會影響雷達效能的因素討論之。

1、發射機功率大小：直覺的來說，發射功率愈高，則雷達測距離的能力也一定是愈高愈遠。我們在設計一套雷達時就要考慮到它的應用的方向來決定它所需的功率大小會是多少，這也會影響到我們要使用的元件，要較高的功率所選的元件就必須更加小心，元件、電源容量、效率等等問題…這些都是有相關發射機品質穩定的一個部份。

2、天線增益、波束形狀：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愈寬，即表示雷達天線將電磁波能量集中的能力愈差，天線的增益越大，則表示雷達的作用距離越遠。天線的波束形狀，一般用水平和垂直面內的波束寬度來表示。米波級雷達的波束寬度在 10 度左右，而釐米波雷達的波束寬度在幾度左右。

3、接收機靈敏度：雷達接收機的靈敏度是指雷達接收微弱信號的能力。雷達在背景雜訊電位一定時仍然可接收到最小的反射信號強度，換句話說，就是能感測到的輸入功率的大小，通常規定在保證能發現目標物體 60%~90%的條件下。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，接收機輸入端回波信號的最小功率以作為接收機的最小可檢測信號功率  $P_{r,\min}$ 。這個功率越小，接收機的靈敏度越高，可偵測得最大距離也可以跟著增加。

4、外來雜訊與接收機本身產生的雜訊：在系統中，雷達的回波訊號，可能是非常非常的微弱，也許就在幾個微伏左右。但是我們所設計的接收機必需要能將其訊號放大，以到達我們能夠給後端電路使用的程度。在這樣的情況之下，雜訊也會一並的被放大(從天線收下來的不會只有訊號，也會有雜訊一起被收下來。)，但是就在雜訊太強大時，回波的訊號就會被雜訊給遮住了。這種外在的雜訊很不容易的找出並解決它。只能找出其它可知道的雜訊盡可能的去除已知的雜訊源。但是除了外來的雜訊之外，本身接收機的雜訊也是很大的一個來源，特別是我們用到的頻段這麼的高，其實外來的雜訊應該可以說是滿低的可能性，而這些本身的內部雜訊，實際上主導了整個實際上可以偵測到最低回波信號強度的關鍵。

5、雷達反射截面積：雷達是使用高頻率的電磁波，在電磁波行進的過程中，任何物體都會使這電磁波反射、散射…但是電磁波的反射量大小跟這個物體的大小、外型、本身材質、表面塗料、…等有關，一般而言，金屬是電磁波最好的反射物體。如果都是金屬的話，大物體反射的電磁波會比小的物體反射的電磁波要多。靠近雷達的物體比遠離雷達所反射的電磁波較多，假如大小相同距離也都相同的物體時，面對雷達面平坦的，其反射的電磁波會比表面不規則的要多 [4]-[15]。

## 第三章 微波電路之設計基礎理論

### 3-1 振盪器原理

近年來無線通訊快速的發展，壓控振盪器 (Voltage Controlled Oscillator, VCO) 已成為不可以缺少的一個部份，無論是在本地振盪器、載波信號或是鎖相迴路都必須使用到壓控振盪器 (VCO)，所以我們知道振盪器在系統中的重要性，所以對它的品質有要嚴格的標準要求。一般的壓控振盪器是由振盪器及變容二極體所組成的，藉由改變電壓的大小來控制變容二極體的電容量，這樣我們就可以改變振盪的諧振頻率，達到控制振盪器輸出的信號頻率。下面就詳細的來說明振盪器的工作原理。

振盪器由三個基本單元所組成的，這三個基本單元分別是主動元件、諧振電路及一個輸出負載，如圖 3-1 所示。

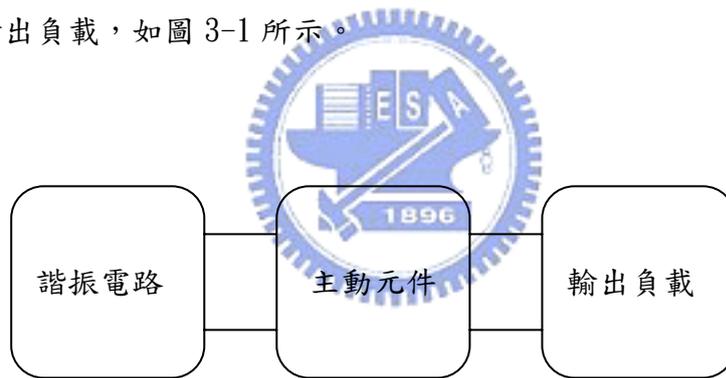


圖 3-1 振盪器架構示意圖

主動電路所構成的放大器是被用來提供放大增益的，諧振電路用來選取特定的信號頻率，最後則將我們所需要的振盪訊號輸出至負載。當直流電源加至振盪電路時的瞬間，電路的輸出端點將只會產生雜訊，這時儘管我們所使用的放大器是一個理想的無雜訊放大器，但是由於組成諧振電路的被動元件仍具有耗能特性，故必定會在諧振電路上產生雜訊，而此雜訊信號經過放大器放大後，其中部分信號會出現在負載上，其餘的經過具有濾波功能的諧振電路時都會被濾掉；而處於諧振電路頻率範圍內的雜訊雖有所衰減，但仍可通過諧振電路，並會再被放大而送到負載端，之後便持續不斷的依此工作而在輸出端產生一特定信號的頻

率。

圖 3-2 列出了常用的三種振盪器型式，分別是考畢子(Colpitts)、哈特萊(Hartley)與克萊普(Clapp)，再配合上電晶體是採用共基(閘)、共集(汲)或是共射(源)極組態，就可以有多種的振盪器型式選擇。而振盪器的振盪頻率，決定於電路中的 LC 諧振電路，調整電感或電容的數值可以改變電路上的振盪頻率。通常設計壓控振盪器時，都以調電容值或改變變容二極體上的逆向偏壓值(其電容值會隨逆向偏壓的值做比例上的改變)來改變振盪器的輸出頻率。

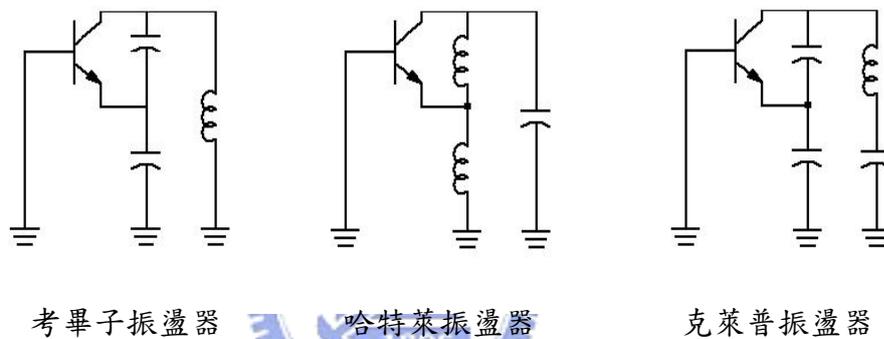


圖 3-2 振盪器的組態分類

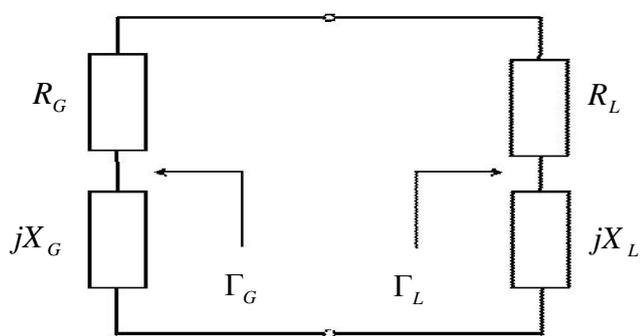
一般而言，解析振盪器的方法可歸納兩種：一種是採用反射型式的觀念，另一種則是採用回授式的觀點。此兩種不同的解析方式在實際進行電路設計與測量時，反射型式是採用單埠的量測方法，而回授式則是採用雙埠的測量方法。另在分析設計時，回授型式可以轉成反射型式的來設計，但反射型式的卻不一定能夠轉成回授型式的電晶體振盪器結構，而在這種結構下很難將電路轉成回授式來分析，所以在頻率較高的要求下，大多使用反射型式的解析方法。因為本論文 VCO 所採用的設計方式為反射式的設計觀念，所以我們將討論之。

#### 反射型之分析方法

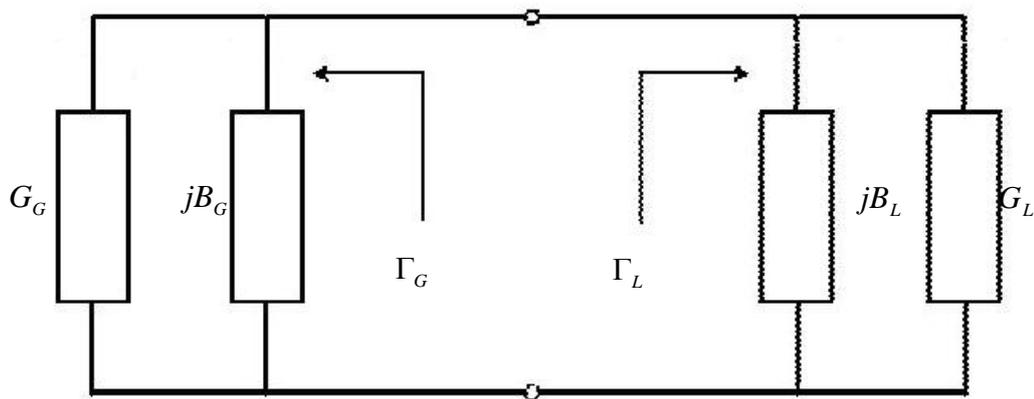
圖 3-3 所示為一個單埠網路的負電阻振盪電路示意圖。將該振盪電路分成兩

個部份來討論，左半部為主動(Active)元件的網路，其等效電路是由電阻 $R_G$ 串聯一個電抗 $X_G$ 所表示(或者是由電導 $G_G$ 並聯一個電納 $B_G$ 來表示)；右半部電路則是包含諧振電路(Tank Circuits)的網路，等效電路由電阻 $R_L$ 串聯一個電抗 $X_L$ 來代表(或者是由電導 $G_L$ 並聯一個電納 $B_L$ 來表示)。由克希荷夫電壓定律寫出圖3-3(a)中穩態振盪時的迴路電壓關係式如式(3-1)所示：

$$[(R_G + jX_G) + (R_L + jX_L)] \times I = 0 \quad (3-1)$$



(a) 串聯等效電路



(b) 並聯等效電路

圖 3-3 單埠負阻振盪電路

因為  $I \neq 0$ ，所以

$$(R_G + R_L) + j(X_G + X_L) = 0 \quad (3-2)$$

由上面式子可以進一步推得下列結果：

$$\begin{aligned} R_G + R_L &= 0 \\ X_G + X_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-3)$$

同理一樣可以由 3-3(b)圖推出下列的結果：

$$\begin{aligned} G_G + G_L &= 0 \\ B_G + B_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-4)$$

有了式子(3-3)與式(3-4)的結論後，接著使用反射係數來解析圖 3-3 網路，  
由微波電路觀點可知：



$$\begin{aligned} \Gamma_L &= \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{(R_L + jX_L) - Z_0}{(R_L + jX_L) + Z_0} \\ \Gamma_G &= \frac{Z_G - Z_0}{Z_G + Z_0} = \frac{(R_G + jX_G) - Z_0}{(R_G + jX_G) + Z_0} \end{aligned} \quad (3-5) \text{、} (3-6)$$

將式子(3-5)和(3-6)相乘，並利用式子(3-3)的結論可以得到下列結果：

$$\Gamma_L \times \Gamma_G = \left[ \frac{(R_L + jX_L) - Z_0}{(R_L + jX_L) + Z_0} \right] \times \left[ \frac{(-R_L - jX_L) - Z_0}{(-R_L - jX_L) + Z_0} \right] = 1 \quad (3-7)$$

由前面的討論可以歸納出一個穩定振盪的振盪器電路具備下列條件：

$$\Gamma_L \times \Gamma_G = 1 \quad (3-8)$$

式子(3-8)與式子(3-3)、(3-4)所代表的物理意義相同，都可以用來表示振盪器處於穩定狀態下所需要滿足的條件。以能量的觀點進一步分析振盪電路，因為諧振電路是由被動元件所組成的，所以會消耗由主動電路所提供的能量；如果諧振電路的反射係數 $\Gamma_L$ 的大小越接近於1，那表示入射到諧振電路能量大部份都被反射回去，因此諧振電路所消耗的能量則是越少。正因為諧振電路是由被動元件所組成，因此要維持在穩定的狀態，則必須由主動電路( $\Gamma_G$ )來提供諧振電路所需要消耗的能量。如圖 3-3(a)所示，已知右半部電路為包含諧振電路的網路，一般情況下皆為被動(Passive)網路，所以反射係數 $\Gamma_L$ 必定小於1(就是說此網路中所含的等效電阻成分必須為正的值)，在此一條件下的穩定振盪器必須要同時滿足式子(3-8)的條件，因此 $\Gamma_G$ 必須大於1， $\Gamma_G$ 大於1表示包含主動元件的網路部份含有負電阻成分。從電路學的觀點來看正值和負值電阻所代表的意義，正值的電阻代表會消耗能量的元件，而負值的電阻則是用來表示產生能量的元件。因此，諧振電路所消耗的能量是由主動電路部份所提供，且主動電路所產生的能量必須大於被動網路所需要消耗的能量，才有可能打破原來所處的平衡狀態進一步才可以達到起振的條件。

綜合前面所述並參考圖 3-3 的表示方式，可以得到以下的結論：

1、起振條件：

$$\Gamma_L \Gamma_G > 1 \quad (3-9)$$

或是

$$\begin{aligned} |R_G| &> R_L \\ X_G + X_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-10)$$

$$\begin{aligned} |G_G| &> G_L \\ B_G + B_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-11)$$

2、維持穩定振盪條件：

$$\Gamma_L \Gamma_G = 1 \quad (3-12)$$

或是

$$\begin{aligned} R_G + R_L &= 0 \\ X_G + X_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-13)$$

$$\begin{aligned} G_G + G_L &= 0 \\ B_G + B_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-14)$$

對振盪器而言，它是屬於非線性電路(Nonlinear Circuit)。振盪器在振盪的過程中，訊號的振幅會隨著時間而改變，因此電路的直流工作點不可再視為是固定不變。而一般由網路分析儀所量測到的 S 參數是小訊號參數，但是使用小訊號 S 參數來設計分析及預測振盪器的振盪頻率卻是可行的[2][17]。

### 3-2 倍頻器

傳統設計平面電路倍頻器二倍頻的方法，是利用原本單頻的信號經過非線性的雙埠元件，將產生許多的倍頻率的諧波，再經由外部網路的篩選，這樣我們就可以取出想要的倍頻信。其中的非線性元件，可以是單端二極體(single-ended)、反平行並聯的二極體(anti-parallel)或是電晶體。若是由二極體所組成的倍頻器，其轉換增益一定會是負值的，不過其優點則是可以操作到相當高的頻段，W-band的倍頻器幾乎都是使用二極體來實現它，而電晶體則有操作頻段不高的缺點，但是相反的來說，使用電晶體來實現的倍頻器就有機會可以得到正值的轉換增益[16]。圖3-4為倍頻器之模型示意圖

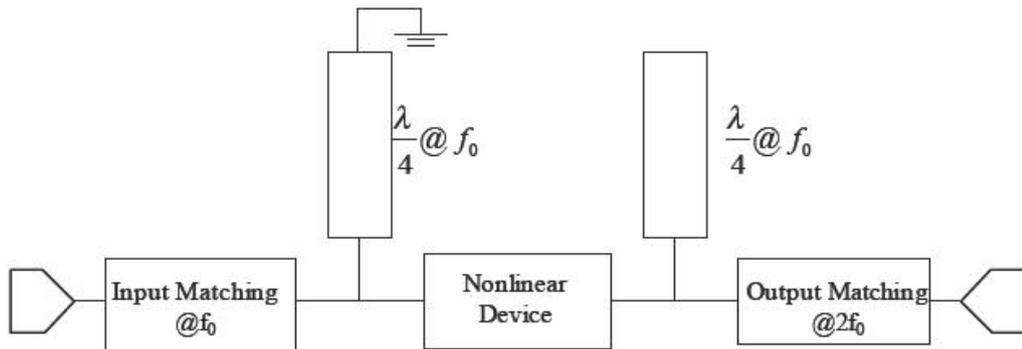
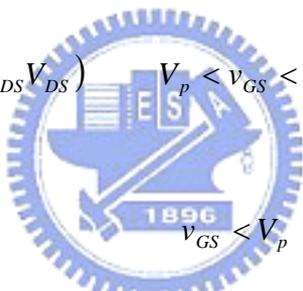


圖 3-4 倍頻器之模型示意圖

在輸入網路的部份，在非線性元件的輸入端並聯一段短路傳輸線，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，此段傳輸線在史密斯圖上由短路走向開路，因此對於基頻來說在此並不會看到這段傳輸線，但對二倍頻的信號來說，此時傳輸線在史密斯圖上是由短路走向開路後再走向短路，所以對於二倍頻率信號在此將被完全反彈，因此不會進入至輸入端對輸入端造成影響。最後由輸入端的匹配網路將倍頻器匹配到50歐姆，在此時要注意的地方是匹配的中心頻率為一倍基頻。

在輸出網路部份，在非線性元件的輸出端並聯一段開路的傳輸線，此段傳輸線等效的長度為基頻信號的四分之一波長，對於基頻信號走到這來說此段傳輸線在史密斯圖上是由開路端走向短路端，所以可以知道基頻信號將完全的被反彈回去。而對於二倍頻的信號來說，此段傳輸線是在史密斯圖上由開路走向短路後再走向開路，所以對於二倍頻的信號來說在此是看不到這段傳輸線的，因此不會對輸出端造成影響。最後再由輸出端的匹配網路來將倍頻器匹配至50歐姆，在此時的匹配中心頻率是為二倍頻。

接下來我們討論的是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。

$$i_D(v_{GS}, V_{DS}) = \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 (I_{DSS} + G_{DS} V_{DS}) \quad \begin{matrix} V_p < v_{GS} < 0 \\ v_{GS} < V_p \end{matrix} \quad (3-15)$$


第二種為閘極的整流特性。

$$i_G(v_{GS}) = I_{sat} \left( e^{\frac{qV_{GS}}{\eta kT}} - 1 \right) \quad (3-16)$$

然後 $I_{sat}$ 非常非常的微小，因此這個效應的影響將會非常的小。

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。

$$C_{gs}(v_{GS}) = C_{gs0} \frac{1}{\left(1 - \frac{v_{GS}}{\phi_0}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (3-17)$$

$$C_{gd}(v_{GD}) = C_{gd0} \frac{1}{\left(1 - \frac{v_{GD}}{\phi_0}\right)^{\frac{1}{2}}} \quad (3-18)$$

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是由第一種效應而來的，所以改變電晶體的偏壓點可以主控倍頻器的行為。

所以接下來我們要討論的就是倍頻器的偏壓，前面得到四種非線性效應中就屬第一種影響最大，且倍頻器的偏壓點選擇，大致上可以分為class-A、class-AB與class-B三種。



在class-A偏壓中，將 $V_{GS}$ 為零，得知 $I_D \cong I_{DSS}$ ，在這個偏壓法下所產生的諧波大小與class-B是相同的，但是其缺點則是其靜態電流相當的大，優點則是因為在輸入端並聯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的縮減，因外在這樣的偏壓情形之下，輸出的功率也相對的較高，由於輸出功率也是本系統的要求，所以class-A是本論文採用的偏壓方法方式。圖3-5為class-A偏壓 $i_D$ 與 $V_{DS}$ 之相關係圖。

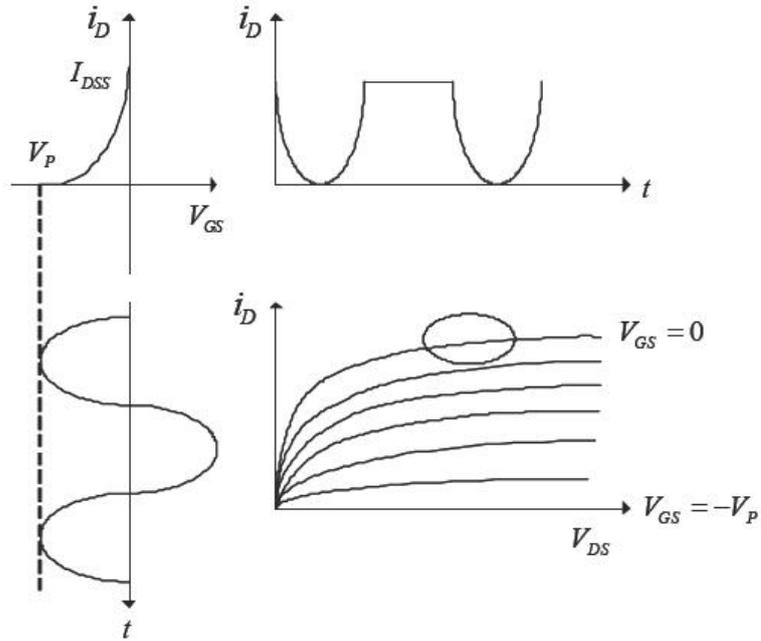


圖 3-5 class-A偏壓  $i_D$  與  $V_{DS}$  之相關係圖

第二種偏壓為class-AB，可由圖3-6 class-Ab偏壓  $i_D$  與  $V_{DS}$  之相關係圖了解其操作情形。

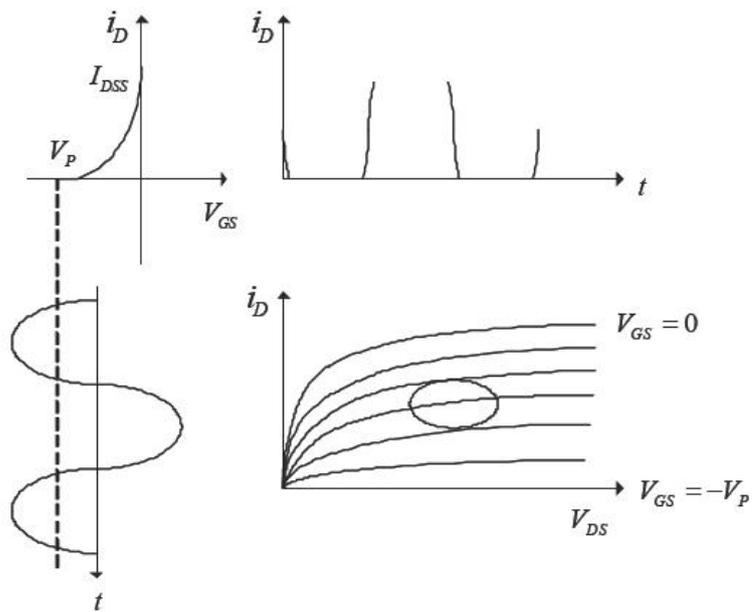


圖 3-6 class-AB偏壓  $i_D$  與  $V_{DS}$  之相關係圖

在class-AB偏壓中，其 $V_p < V_{GS} < 0$ ，較class-A偏壓好的地方在於，其靜態電流比較小，但因為此偏壓為非零的負偏壓，因此在輸入端的偏壓電路中需加上一組偏壓以及直流隔絕網路，但這些增加的電路就會造成面積的增大，不可不考慮的缺點和複雜度。

第三種偏壓是非常常見的偏壓方式，在這種偏壓下，因為 $V_{GS}$ 被偏壓在 $-V_p$ ，所以信號的負半周是沒有輸出的，可以看到原本的信號被截成一半，也就是說責任周期為百分之五十而已，在class-B的偏壓中，最大的優點有二個，第一個是其靜電電流幾乎等於零，沒有靜電電流的存在，這樣可以大幅減少電路功率消耗。另一個優點則是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 $\frac{\theta}{T}$ 定為責任週期，並將輸出電流以泰勒展開式展開

$$I_d(t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + \dots \quad (3-19)$$

可以得到

$$I_0 = I_{\max} \frac{2\theta}{\pi T} \quad (3-20)$$

$$I_n = I_{\max} \frac{4\theta}{\pi T} \left| \frac{\cos\left(\frac{n\pi\theta}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2n\theta}{T}\right)^2} \right| \quad n \geq 2 \quad (3-21)$$

由上式，以  $\frac{\theta}{T}$  為橫軸， $\frac{I_n}{I_{\max}}$  為縱軸作圖，可以得到下面圖3-7各諧波與責任週期之關聯的圖。

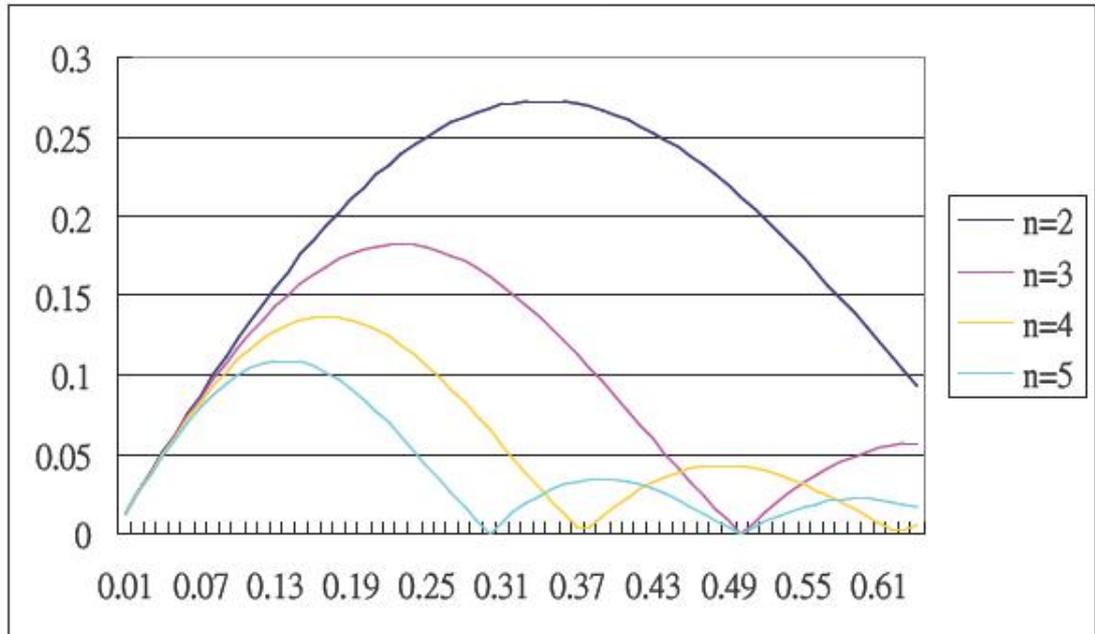


圖 3-7 各諧波與責任週期之關聯圖

由上圖可以清楚的看出，當責任週期約為0.35時，可以得到最大的次諧波輸出，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上面的式子，因此可以由調高 $V_{GS}$ 來改變其責任週期，同樣也可以得到最大的次諧波輸出[3][16]。

### 3-3 放大器原理

在無線通訊系統中，若欲有良好的性能，射頻模組的優劣占了很重要的一個部份，而低雜訊放大器(LNA)的雜訊指數(Noise Figure, NF)與電壓駐波比(VSWR)則關係著整個接收機的靈敏度和訊號的品質。低雜訊放大器的設計除了NF如VSWR之外，還必須注意其穩定度(Stability)與增益(Gain)這兩重點。簡單的設計原理主要是在操作頻段內，以適合的輸入匹配網路使信號源阻抗等於最佳訊號源阻抗，以便獲得主動元件所能達到的最低雜訊指數( $F_{min}$ )。我們都知道，在射頻放大器的設計中，輸入端的電壓駐波比與最低的雜訊指數在一般設計中，通常都是無法兼顧的。所以這兩者之間的取捨設計乃是低雜訊放大器設計的重點之一。

#### 功率增益方程式

如圖所示我們從一雙埠網路的微波放大器網路，來討論放大器的功率方程式。主要有轉換功率增益(Transducer Power Gain)、操作功率增益(Operation Power Gain)與可用功率增益(Available Power Gain)。

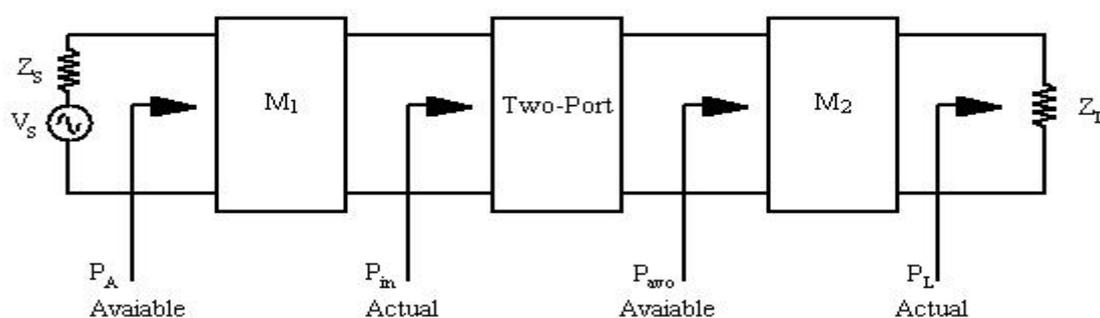


圖 3-8 雙埠網路可用功率與實際功率示意圖

以下是對放大器的增益下定義：

轉導功率增益(Transducer Power Gain):

對於一個放大器而言，其轉換功率增益之定義為傳送到負載的功率  $P_L$  比上來自信號源的可用功率  $P_{AVS}$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = (\text{負載上的功率} / \text{電源提供的功率}) \quad (3-22)$$

操作功率增益(Operating Power Gain):

操作功率之定義為傳送到負載的功率  $P_L$  比上輸入到網路的功率  $P_{IN}$

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}} = (\text{分到負載上的功率} / \text{進入網路的功率}) \quad (3-23)$$

可用功率增益(Available Power Gain):

可用功率增益是來自網路的可用功率  $P_{AVN}$  與來自信號源的可用功率  $P_{AVS}$  的比值

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = (\text{從網路流出的功率} / \text{電源提供的功率}) \quad (3-24)$$

而  $G_T$ 、 $G_p$ 、 $G_A$  分別等於下列所示

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}, \quad G_p = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3-25)$$

$$G_p = \frac{1}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3-26)$$

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-\Gamma_{OUT}|^2} \quad (3-27)$$

其中

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (3-28)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{11}\Gamma_L} \quad (3-29)$$

$S_{11}$  : 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

$\Gamma_L$  : 電晶體往輸出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3-9 所示，可以清楚了解 $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$ 、 $\Gamma_{IN}$ 與 $\Gamma_{OUT}$ 的關係。

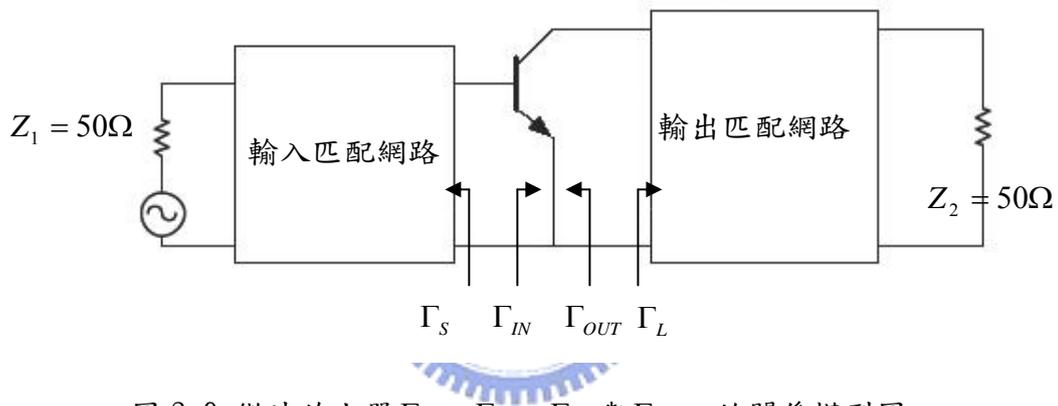


圖 3-9 微波放大器 $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$ 、 $\Gamma_{IN}$ 與 $\Gamma_{OUT}$ 的關係模型圖

可以看出 $G_T$ 為 $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_L$ 和[S]，(電晶體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。

### 放大器穩定性考量

放大器穩定度之考量對於在微波放大器的設計中是非常重要的。而在放大器的設計中主要有有條件穩定(Conditional Stability)與無條件穩定(Unconditional Stability)兩種。

有條件穩定(Conditional Stability)

在某一個頻率下，對於在某些正的實數信號源阻抗下，放大器的輸入阻抗的實數部分皆大於零；或對於在某些正的實數負載阻抗下，放大器的輸出阻抗的實數部份皆大於零，則此時放大器是處於有條件穩定的情況。

#### 無條件穩定(Unconditional Stability)

在某一個頻率下，對於在任何正的實數信號源阻抗與負載阻抗下，若放大器的輸入輸出阻抗的實數部份皆大於零，則此時放大器是處於無條件穩定的情況。

上面說所到的所謂正的實數信號源阻抗與負載阻抗是指 $|\Gamma_S| \leq 1$ 與 $|\Gamma_L| \leq 1$ 。下面說說明之，觀察下面式子

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}, G_T = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (3-30)$$

$$G_P = \frac{1}{|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3-31)$$

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-\Gamma_{OUT}|^2} \quad (3-32)$$

上列幾式，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：

$$|\Gamma_S| < 1$$

$$|\Gamma_L| < 1$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3-33)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3-34)$$

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  $|\Gamma_S| < 1$  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  $\Gamma_S$  和  $\Gamma_L$  值，因此我們令  $|\Gamma_{IN}|$  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：

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

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

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

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

$$|z|^2 - 2\text{Re}[zz_0^*] + |z_0|^2 = r^2 \tag{3-35}$$

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

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

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

$w$  平面上的圓為：

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

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：

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

可以整理為：

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

我們看出講  $w$  平面上的圓  $|w| = \alpha$ ，被轉換為  $z$  平面上的圓，其圓心為：

$$z_0 = \frac{\alpha^2c^*d - a^*b}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2} \quad (3-36)$$

半徑為

$$r^2 = |z_0|^2 - \frac{|b|^2 - \alpha^2|d|^2}{|a|^2 - \alpha^2|c|^2} \quad (3-37)$$

或是

$$r = \frac{\alpha|ad - bc|}{\left||a|^2 - \alpha^2|c|^2\right|} \quad (3-38)$$

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：

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

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  $\Gamma_L$

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  $\Gamma_L$  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

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

Circle)，其圓心為：

$$C_L = \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-39)$$

半徑為：

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{\left| |a|^2 - \alpha^2 |c|^2 \right|} = \frac{|-\Delta + S_{11}S_{22}|}{\left| |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 \right|} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|} \quad (3-40)$$

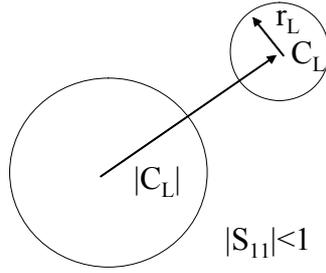
同理，我們可以求出輸入穩定圓 (Input Stability Circle) 的圓心：

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-41)$$

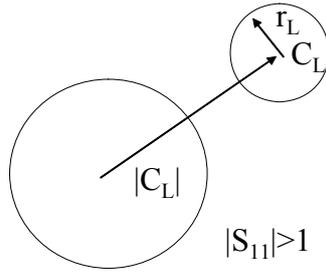
半徑為：

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3-42)$$

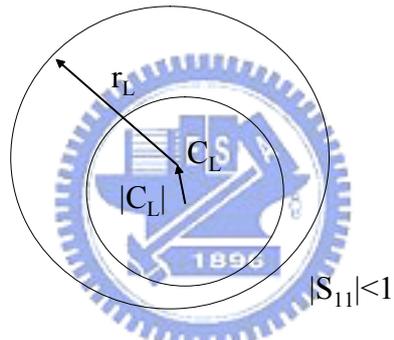
對於一個電晶體的穩定性，可分為四種，其中兩種為條件穩定，一種為無條件穩定，一種則是不可能出現穩定的現象，將以輸出穩定圓為例說明，可同理於輸入穩定圓。



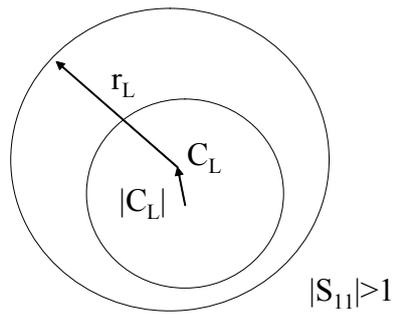
(a)



(b)



(c)



(d)

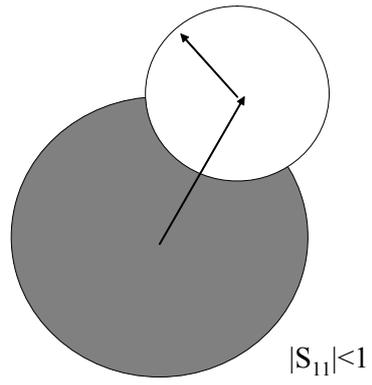
圖3-10 史密斯圖與穩定圓  $||C_L| - r_L| > 1$

圖3-10 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

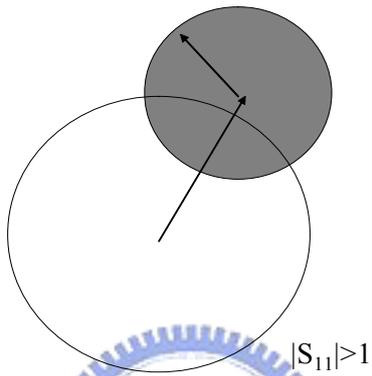
$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|_{\Gamma_L=0} = |S_{11}| \quad (3-43)$$

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3-10 (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3-10 (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。

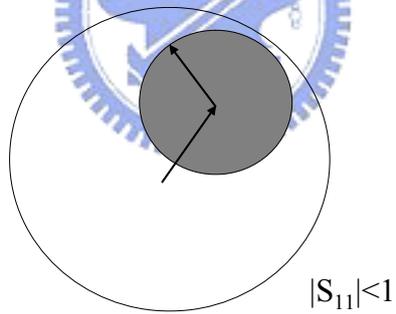
接著討論  $\|C_L| - r_L| < 1$  的情形，圖3-11表示了當  $\|C_L| - r_L| < 1$  時可能發生的情形，在加上  $S_{11}$  的判別，可以很容易的判別穩定區，以上四圖可以觀察到，史密斯圖的內部有一部分為穩定區，另一部分為不穩定區，也就是說，當輸出匹配網路的反射係數選在不穩定區內的時候，將造成  $|\Gamma_{IN}| > 1$ ，而造成電路震盪，這是我們極需要避免的



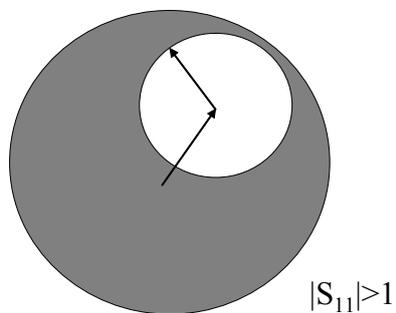
(a)



(b)



(c)



(d)

圖3-11 史密斯圖與穩定圓  $||C_L| - r_L| < 1$

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3-10 可知為

$$|S_{11}| < 1 \quad (3-44)$$

及

$$|C_L| - r_L < 1 \quad (3-45)$$

或

$$|C_L| - r_L < 1 \quad (3-46)$$

及

$$|S_{22}| < 1 \quad (3-47)$$

及

$$|C_s| - r_s < 1 \quad (3-48)$$

或

$$|C_s| - r_s > 1 \quad (3-49)$$

將

$$C_L = \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-50)$$

和

$$r^2 = \frac{\alpha |ad - bc|}{||a|^2 - \alpha^2 |c|^2|} = \frac{|-\Delta + S_{11} S_{22}|}{||\Delta|^2 - |S_{22}|^2|} = \frac{|S_{12} S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|} \text{ 代入 } |C_L| - r_L < 1$$

可得

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| > 1 + \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3-51)$$

或

$$\left| (S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* \right| > \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| + |S_{12}S_{21}| \quad (3-52)$$

這裡要先做一個準備工作，從  $|C_L| - r_L < 1$  對應到圖3-10(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： $|C_L| > |r_L|$

將

$$C_L = \frac{\alpha^2 c^* d - a^* b}{|a|^2 - \alpha^2 |c|^2} = \frac{-S_{22}^* + \Delta^* S_{11}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-53)$$

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

得

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| > \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3-54)$$

由於上式兩邊都是正的，所以可以將兩邊平方，成為

$$\frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^* (S_{22} - \Delta S_{11})}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} > \frac{|S_{12}S_{21}|}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \quad (3-55)$$

或

$$\frac{(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} > \frac{|S_{11}S_{22} - \Delta|^2}{(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \quad (3-56)$$

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：

$$|S_{22}|^2 (1 - |S_{11}|^2) > |\Delta|^2 (1 - |S_{11}|^2) \quad (3-57)$$

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：

$$|S_{22}|^2 > |\Delta|^2 \quad (3-58)$$

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

$$\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|^2 + 2 \left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right| |S_{12}S_{21}| + |S_{12}S_{21}|^2 \quad (3-59)$$

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：

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + 2|S_{12}S_{21}| \quad (3-60)$$

或定義  $K$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3-61)$$

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

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

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

$$\left| \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| < \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| - 1 \quad (3-62)$$

在此，必須先假定

$$\left| \frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| - 1 = 0 \quad (3-63)$$

或是

$$\frac{S_{12} S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} < 1 \quad (3-64)$$

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：

$$2K = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12} S_{21}|} + \frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12} S_{21}|} \quad (3-65)$$

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

$$\frac{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12} S_{21}|} = 1 - \alpha \quad (3-66)$$

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：

$$2K - 1 + \alpha = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{12} S_{21}|} \quad (3-67)$$

由於  $K > 1$ ，所以可以得到

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3-68)$$

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

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (3-69)$$

將上兩式相加可以得到

$$2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 > 2|S_{12}S_{21}| \quad (3-70)$$

又因為

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < |S_{11}S_{22}| + |S_{12}S_{21}| \quad (3-71)$$

$$|\Delta| < |S_{11}S_{22}| + 1 - \frac{1}{2}|S_{11}|^2 - \frac{1}{2}|S_{22}|^2 \quad (3-72)$$

$$|\Delta| < 1 - \frac{1}{2}(|S_{11}| - |S_{22}|)^2 \quad (3-73)$$

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

$$K > 1 \quad (3-74)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (3-75)$$

上述中，我們討論了微波放大器要達到無條件穩定所需要滿足的條件。若微波放大器處於潛在性不穩定(Potentially Unstable)的情況下，通常是使用穩定圓的分析方式來解析。

#### 放大器雜訊指數

放大器雜訊指數(Noise Figure)是用數值敘述一個含雜訊之微波放大器的性能指標。一個微波放大器的雜訊指數可定義為輸入端之訊號雜訊比(Input Signal Noise Ratio)比上輸出端之訊號雜訊比(Output Signal Noise Ratio)。其定義可表示為：

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = (\text{輸入端訊號雜訊比}/\text{輸出端訊號雜訊比}) \quad (3-76)$$

其中  $S_o$  = 放大器輸出端的信號功率

$S_i$  = 放大器輸入端的信號功率

$N_i$  = 電阻  $R_N$  所產生的雜訊功率

$N_o$  = 放大器輸出端的雜訊功率

由上式(3-76)的定義，我們可將信號功率與雜訊功率代入，最後可得到下列表示式為：

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/(GN_i + N_a)} = 1 + \frac{N_a}{GN_i} \quad (3-77)$$

其中

$G$  = 放大器的可用功率增益

$N_a$  = 放大器內部具加法性之雜訊功率

以上是只考慮單一級放大器的雜訊指數，對於兩級放大器的雜訊指數模型如下圖 3-12 所示

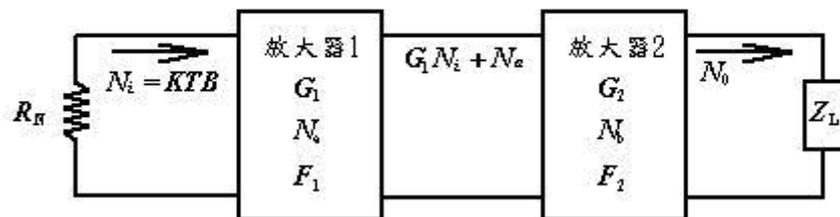


圖 3-12 兩級放大點之雜訊模型

其中， $N_i$  為可用輸入雜訊功率(Available Input Noise Power)， $G_1$  與  $G_2$  分別為第一級和第二級的可用功率增益(Available Power Gain)，則輸出端的總可用雜訊功率  $N_o$  為：

$$N_o = G_2(G_1N_i + N_a) + N_b \quad (3-78)$$

將上式代入定義，可得到兩級放大器的雜訊指數為

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_iN_o}{G_1G_2S_iN_i} = \frac{G_2(G_1N_i + N_a) + N_b}{G_1G_2N_i} \quad (3-79)$$

$$= 1 + \frac{N_a}{G_1N_i} + \frac{N_b}{G_1G_2N_i} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

其中

$$F_1 = 1 + \frac{N_a}{G_1N_i}; F_1 \text{ 為第一級放大器之雜訊指數}$$

$$F_2 = 1 + \frac{N_b}{G_2N_i}; F_2 \text{ 為第二級放大器之雜訊指數}$$

同理可以推導多級的放大器，最後可得到其總的雜訊指數為：

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1G_2G_3} + \dots \quad \text{從這邊我們可以得到一個結論：雜}$$

訊指數值的大小主要是由第一級放大器之雜訊指數所主宰；當放大器到第二級的時後，其雜訊指數已經縮減  $G_1$  倍，換言之就是其雜訊影響已減小，且與第一放大器的功率增益成反比。所以當第一級的增益太小的時候，第二級放大器的雜訊指數影響才會變大。

#### 定值雜訊指數圖

在我們設計低雜放大器時，信號源阻抗的選擇對整個電路會有很重要的影響，因此我們可以先對不同的雜訊指數要求，將雜訊指數圖(Noise Figure Circles)給繪出來，可以幫助我們選取最佳的信號源阻抗。

對於一個雙埠放大器的雜訊指數可由下列式子獲得：

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} |y_s - y_{opt}|^2 \quad (3-80)$$

其中， $r_n$  為雙埠的等效正規化雜訊電阻，其定義為  $r_n = \frac{R_N}{Z_o}$ ； $y_s$  為正規化信號源導納(Normalized Source Admittance)， $y_{opt}$  代表最低雜訊指數之正規化信號源導納，也就是說雜訊指數為  $F_{\min}$  時的信號源導納值。若使用反射係數  $\Gamma_s$  與

$\Gamma_{opt}$  來描述  $y_s$  與  $y_{opt}$ ，根據定義可將  $y_s$  與  $y_{opt}$  改寫為：

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (3-81)$$

$$y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (3-82)$$

其中

$\Gamma_s$ ：信號源之反射係數

$\Gamma_{opt}$ ：雜訊指數為  $F_{min}$  時之信號源反射係數，即是最佳信號源反射係數

將(3-81)、(3-82)代入(3-80)化簡

可得到

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3-83)$$

由上式我們可以得到雜訊指數  $F$  由  $F_{min}$ 、 $r_n$ 、 $\Gamma_s$  來決定， $F_{min}$  值發生於  $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$  時所得到的雜訊指數。在設計時，我們可以改變信號源的反射係數  $\Gamma_s$ ，直到雜訊指數到最小的讀數為止[3][17]。

## 第四章 24 GHz 元件架構特性量測和雷達測試

### 4-1 雷達感測器系統架構

雷達系統為了達到預防碰撞的功能，雷達感應器必須能夠偵測出自身車體與周圍物體車輛之間的距離以及相對速度，有時甚至需要能夠同時偵測多個物體，並將它分辨出來。

在雷達的研究中，有著各個不同頻段的雷達(如 6、10、24、38、77 GHz)皆被採用在車輛不同的應用領域中，其中短距離偵測的部份以 24 GHz 為主流，24 GHz 短距雷達感測器相較於其他較低頻的雷達系統(如 6、10 GHz)，此頻率由於波長較短，射頻元件(如天線)所需要的空間較小，所設計出來的雷達體積也就較小，就較有機會裝置在小型車輛上；而相較於更高頻的系統(如 38 與 77 GHz)，此系統在電路設計製作上有相當低的成本，設計上比較高頻段的電路來說較容易，且組裝良率較高，適合做一般大眾化的推廣。

雷達感應器模組(Radar sensor)：圖 4-1 所表示的是此模組的 Functional Diagram，主要是負責雷達波的產生發射與接收。其中包含了一個微控制器(Micro-Control Unit, MCU)、所有射頻電路(Radio Frequency Circuit, RF)與天線。

MCU 微控器所產生的一個隨著時間而改變的三角波(Linear Ramp)，用來控制壓控振盪器(Voltage Control Oscillator, VCO)所振盪出來的頻率；RF 電路則用來產生我們所需要的 24 GHz FMCW 雷達波，並對所接受到的雷達回波做濾波、放大、降頻等等動作。而天線主宰我們對雷達波發射接收的效能及方向。

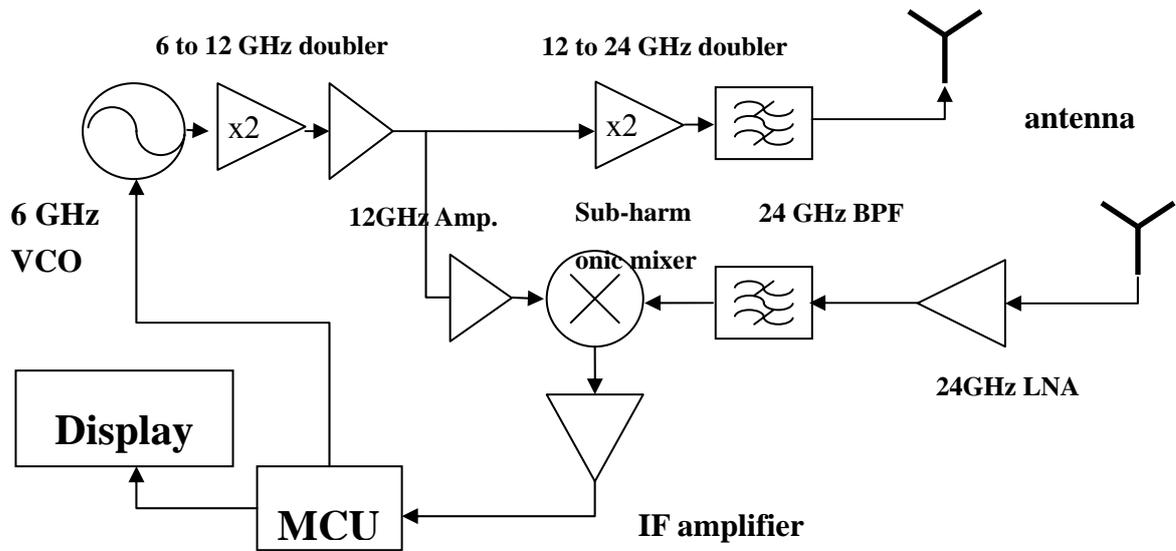


圖 4-1 雷達感應器模組的 Functional Diagram

在電路的要求方面，我們設計以 24.025 GHz 為基準頻率，提供一個 200 MHz 的頻寬做為頻率調變之用，而在天線方面的要求，希望其輻射場型在水平剖面 (H-plane) 即垂直剖面 (E-plane) 都能提供低於  $15^\circ$  的半功率波束寬度 (Half Power BeamWidth, HPBW)，且能讓次波數強度 (Side Lobe Level, SLL) 壓抑在 20dBc 以上。

Frequency	24.025~24.225 GHz
BandWidth	200 MHz
Antenna Azimuth/Elevation FOV	< 15 deg
Antenna SLL	>15 dBc
RF Output Power	> 0 dBm

表 4-1 雷達電路要求

圖 4-1 為雷達感應器模組的 Functional Diagram，雷達感應器模組包括了自 6 GHz 到 24 GHz 所有射頻電路，其中包含兩支天線陣列、濾波器、放大器與混頻器等；當射頻電路合成我們所需要的頻率調變的雷達波，再透過天線陣列輻射出去，同樣地，被反射的雷達回波被天線陣列接收下來後，經過被動、主動元件的處理後，送到後面的低頻數位電路做運算。

由圖 4-1 可看出整個電路部份包括了一個 6 GHz 左右的壓控振盪器(VCO)、一個 6 GHz 至 12 GHz 的倍頻器、兩個 12 GHz 的訊號放大器、一個 3 dB 的功率分波器、一個 12 GHz 至 24 GHz 的倍頻器、兩個 24 GHz 帶通濾波器(Band pass filter, BPF)、一個混波器(mixer)、一個兩級的 24 GHz 低雜訊放大器(LNA)、兩支天線，以上所使用的電路板板材為 R04003，板厚 8 mils。

電路上擁有一個 6 GHz 的壓控振盪器，用來產生 6 GHz 左右的調變波，再經由一個 6 至 12 GHz 的主動倍頻器將其轉換到 12 GHz 附近，此外，因為頻率的改變會伴隨著些微振幅的改變，而這些為振幅的變化會導致我們所得到的基頻信號變形，使得距離的解析度不如預期的好，故發射機的部份我們多利用一個 12 GHz 的放大器，令此放大器工作在飽和狀態用以壓抑掉壓控振盪器所產生的振幅調變雜訊，使輸出功率變化小於 1 dB。訊號經過了功率分波器後即分成兩路；發射機後半部分電路及接收機部份電路的本地訊號(Local signal)，往發射端的訊號通過了 12 GHz 至 24 GHz 的主動倍頻器將其轉換到 24 GHz 附近，再經過 24 GHz 帶通濾波器來濾波，最後由天線發射出雷達波信號；而在接收端部分，雷達回波由接收天線收下來，先通過帶通濾波器來濾除 24 GHz 以外的雜訊，再經過一個兩級的 24 GHz 低雜訊放大器(LNA)，再與本地訊號(Local signal)進入次階混波器進行降頻的動作。之後終於得到我們所要的中頻信號(可視為基頻信號)，上面搭載了我們所想要的資訊，再經過中頻放大器放大訊號送到微控制器(MCU)去分析處理，並計算出雷達頻譜，並分析是否有物體存在與其距離。

另外注意的是，由於經過功率分波器之後的本地訊號功率過小，不足以推動混波器，所以我們在本地訊號(LO)的電路部份多加上了一個 12 GHz 的功率放大器來放大訊號，放大的目的除了次階混頻器需要較大的本地振盪信號強度外，也與發射機雷同期望能將信號推至飽和狀態來消除振幅調變的雜訊。接下來主要是介紹天線之外的部分射頻電路，細部的電路設計將在下列小節中介紹。

## 4-2 壓控振盪器(Voltage Control Oscillator)

在測距雷達的各個電路元件中，壓控振盪器是最主要的元件，此壓控振盪器主動元件是採用 Philips BFG425W 的電晶體，它具有低雜訊、高增益、 $f_t = 25\text{GHz}$ 。振盪器電路採取共集極方式，偏壓點選擇  $V_{CE} = 3.5\text{V}$ ， $I_C = 18\text{mA}$ ， $V_{BE} = 0.9\text{V}$ 。偏壓點的選擇會影響輸出功率與相位雜訊。變容二極體則使用 SKYWORKS SMV1232-79LP，具有低串聯電阻、高電容值比的特性。

壓控振盪器的整體電路架構如圖 4-2 所示，實體照片電路如圖 4-3。實部與虛部阻抗模擬如圖 4-4，在 5.6 至 6.8 GHz 皆有負阻，故這樣的架構下從 5.6 至 6.8 GHz 皆可以拿來設計振盪器，而在 6 GHz 附近虛部阻抗為 0，滿足振盪條件。表 4-2 為輸出功率量測結果，此壓控振盪器的輸出功率約為 12 dBm。圖 4-5-1 和圖 4-5-2 為相位雜訊的量測結果，輸出之相位雜訊約為 -97 dBc/Hz@100kHz 左右(量測是利用 CIC 信號源量測儀器)1 MHz offset 的地方量到其相位雜訊約 -121 dBc/Hz 左右，就一個 6 GHz 左右的壓控振盪器而言，這樣的相位雜訊可說是相當理想。圖 4-6 為輸出頻率對電壓關係圖，0 至 5V 的調變範圍從 5.95 至 6.21 GHz，相對到 24 GHz 大約可以產生 1GHz 頻寬的調變。圖 4-7 所顯示的輸出訊號一階與二階諧波的功率圖，可看出一階與二階諧波的功率相差 20 dB 快 30dB 以上。

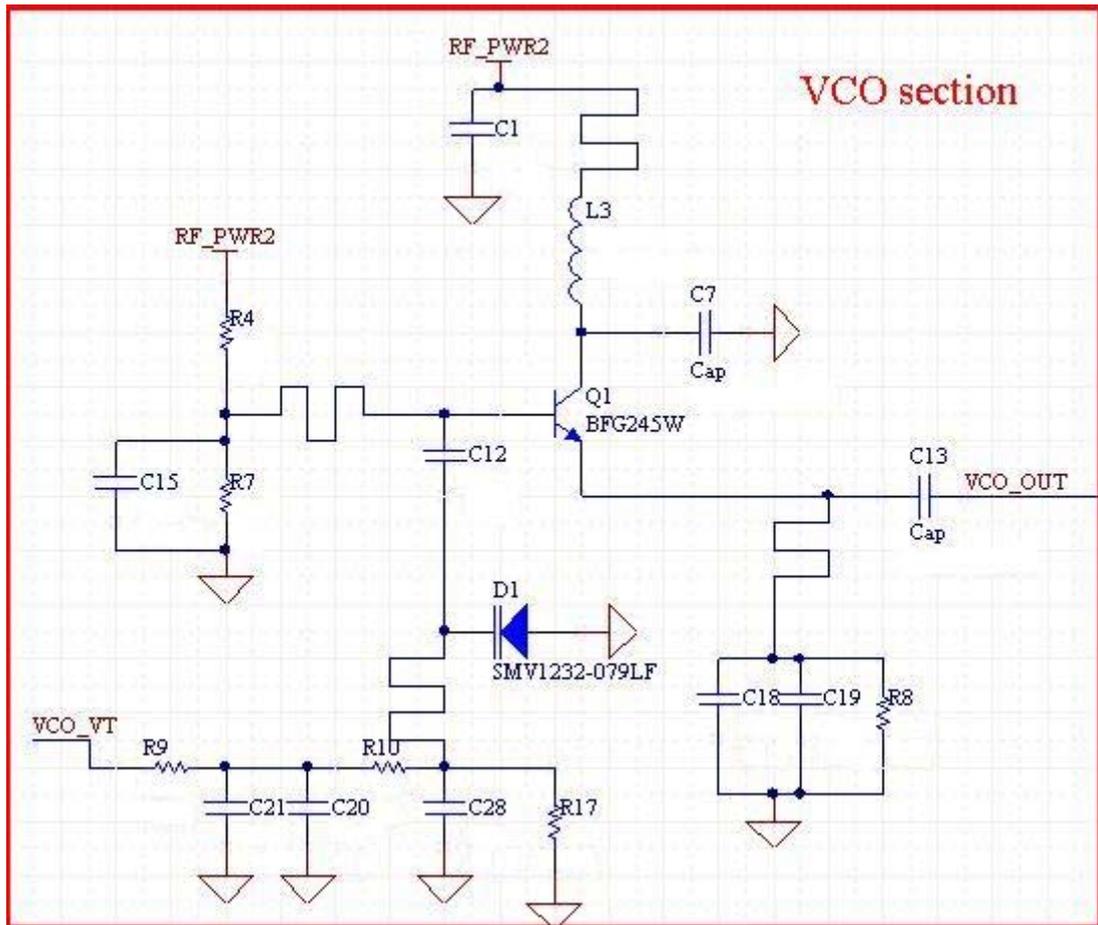


圖 4-2 壓控振盪器電路圖

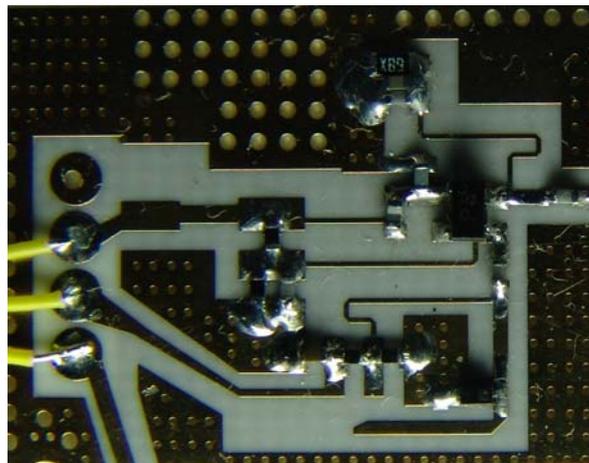


圖 4-3 壓控振盪器實體照片圖

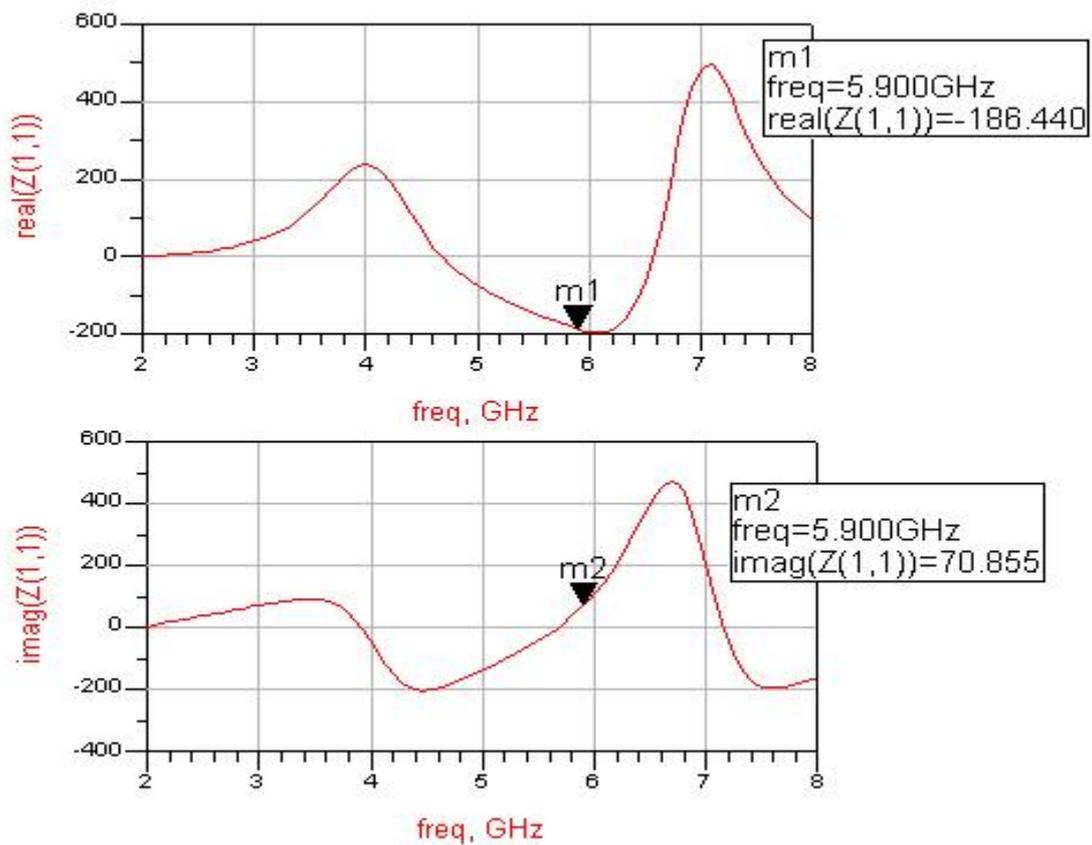


圖 4-4 輸入阻抗之實部與虛部模擬圖



vt(V)	frequency(GHz)	output power(dBm)	100KHz(dBc/HZ)	1MHz(dBc/HZ)
0	5.946	12.01	-96.6	-120.68
1	5.966	11.98	-97.33	-121.41
2	5.995	11.68	-93.27	-117.47
3	6.058	11.89	-96.2	-120.74
4	6.1	11.51	-97.58	-122.23
5	6.187	11.25	-97.26	-123.22

表 4-2 輸出功率、Phase Noise 量測表格，輸出功率約為 12dBm

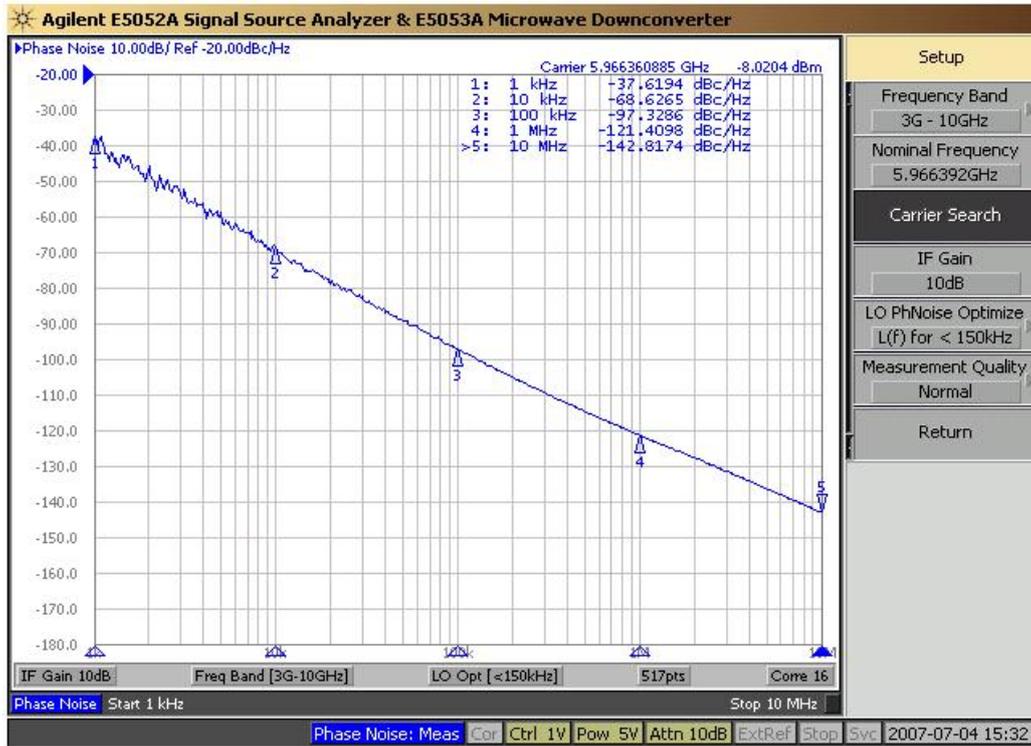


圖 4-5-1 相位雜訊量測圖



VCO Phase Noise  
100KHz&1MHz

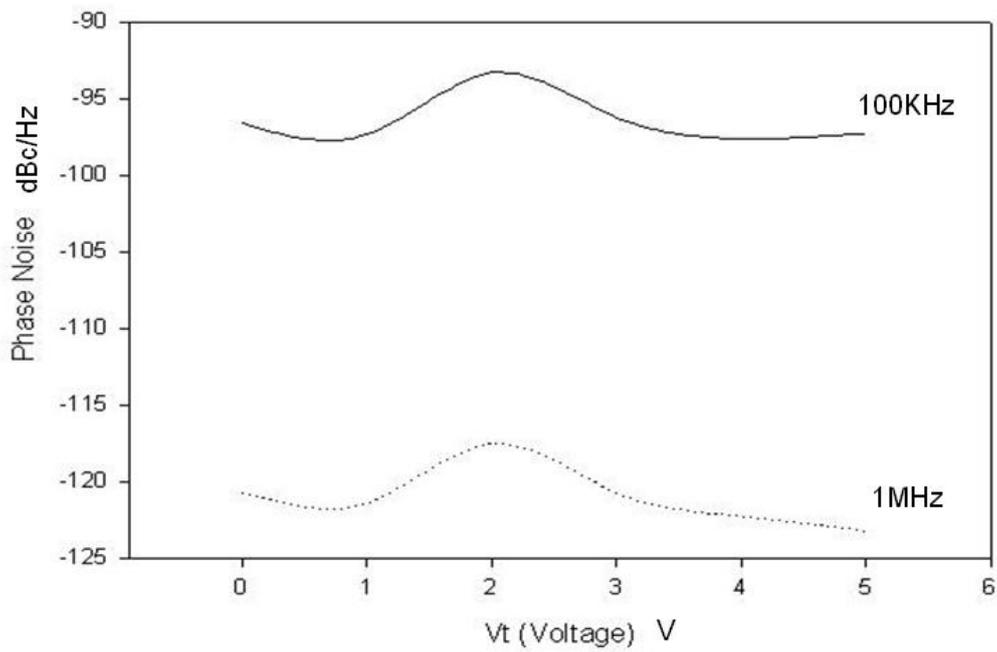


圖 4-5-2 相位雜訊量測圖

V-tune&Frequency

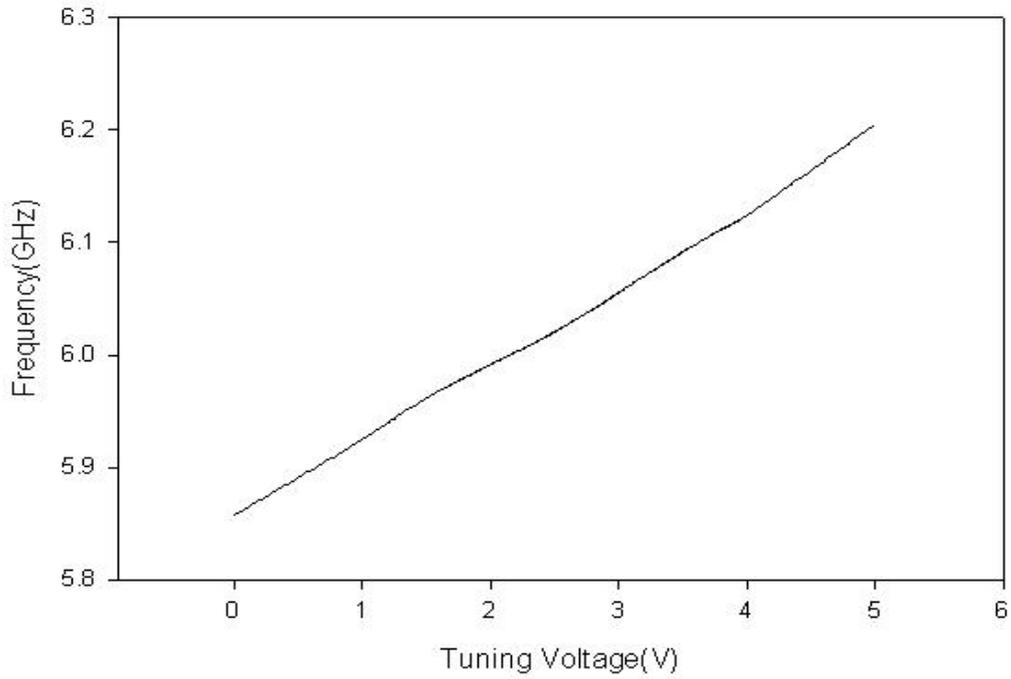


圖 4-6 輸出頻率對電壓關係圖



V\_tune & Output Power

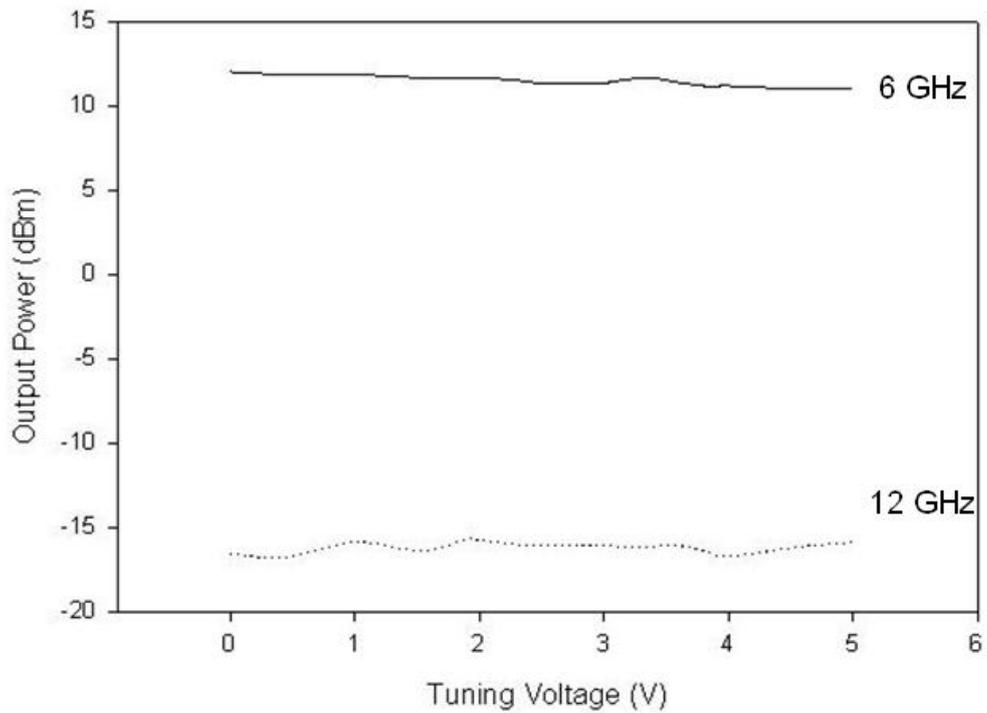


圖 4-7 輸出訊號一階與二階諧波的功率圖

### 4-3 6 GHz 至 12 GHz 主動倍頻器(Doubler)

在此雷達架構中，我們需要兩個倍頻器，一個是在 VCO 輸出接上的 6 GHz 至 12 GHz 主動倍頻器，另一個是在經過功率分波器到發送端上的 12 GHz 至 24 GHz 主動倍頻器。

此 6 至 12 GHz 倍頻器，設計上所使用的電晶體為 Fuji 的 FHX76LP，偏壓在  $V_{DS} = 1.4V$ ， $I_D = 18mA$ ，圖 4-8 為 6 GHz 倍頻器的實際照片，實際電路大小約為 12x14mm；圖 4-9 與圖 4-10 為此 6 至 12 GHz 倍頻器的輸出功率量測結果與轉換損耗圖，輸入功率為 12 dBm 下 12 GHz 的輸出功率約為 5dBm，轉換損耗 (Conversion loss) 為 7dB。

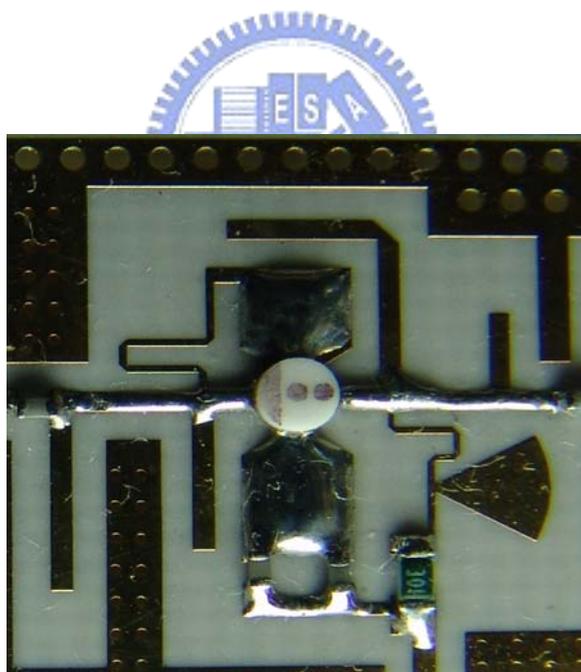


圖 4-8 6 GHz 至 12 GHz 倍頻器照片

### 1st & 2nd harmonic Power

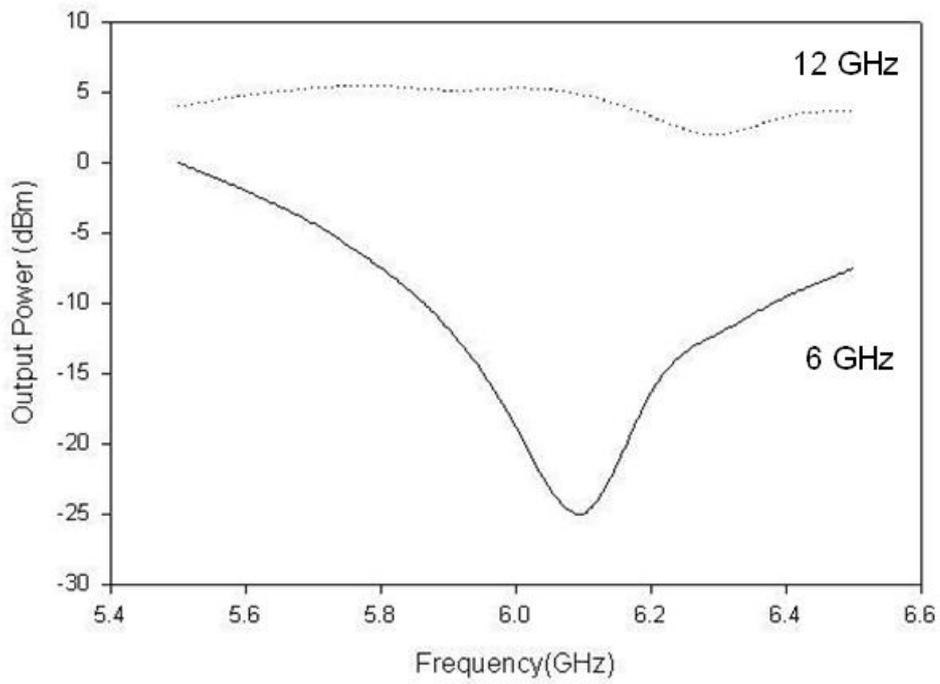


圖 4-9 6 GHz 至 12 GHz 倍頻器輸出功率量測結果

### Input Power & Conversion Loss

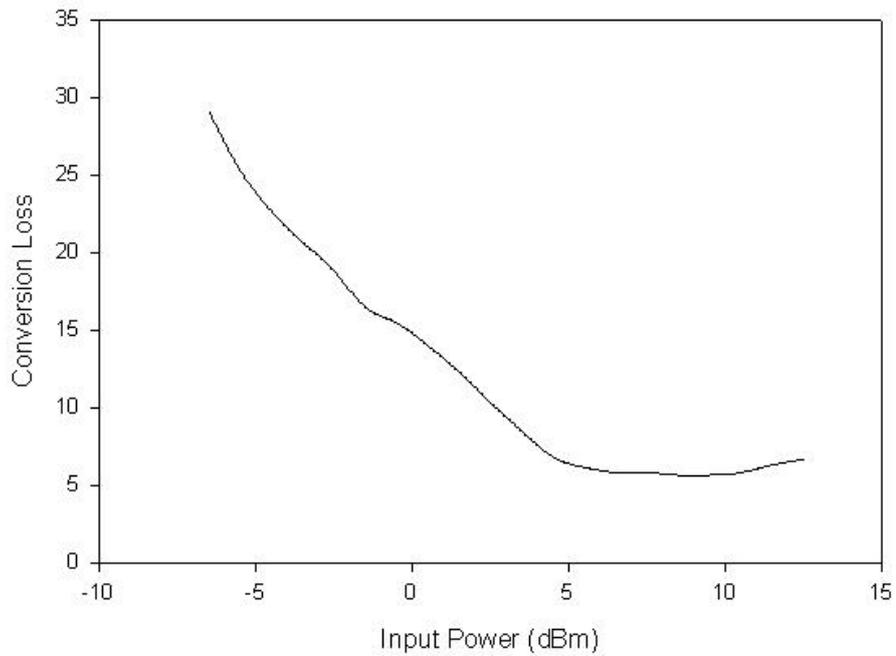


圖 4-10 轉換損耗圖

#### 4-4 12 GHz 訊號放大器(Power Amplifier)

因為在我們的雷達系統中所使用的是頻率調變，頻率調變下放大器的飽和與否雖不會影響輸出，且我們期望可以將 12 GHz 的輸出信號推至放大器的飽和狀態，因為壓控振盪器在做頻率調變時可能會產生一些振幅上的改變可視為振幅調變信號，當電路後端的放大器飽和時即可以抑制掉振幅調變信號的雜訊，在此我們設計一個 12 GHz 的放大器，採用的電晶體為 Fuji 的 FHX76LP，最後飽和輸出功率約為 7 dBm。

由於次階混波器需要較大的基頻功率來推動，因此在接收機的本地信號端必須加上一個 12 GHz 的放大器來增加推動混頻器的功率，放上此放大器也有助於改善發射機與接收機的隔離度，以及抑制頻率調變時所產生的振幅調變雜訊。次階混波器所需要的 12 GHz 放大器，也同樣使用 Fuji 的 FHX76LP 來一同設計。為了使系統組裝方便，避免使用負電壓，我們採用  $V_{GS} = 0V$ ，也就是洩極(Drain)電流為  $I_{DSS}$  時的偏壓來作設計。

圖 4-11 為電路示意圖，電晶體源極(Source)的腳位直接經由 Via 灌孔電鍍接地，電晶體偏壓於  $V_{GS} = 0V$ ， $I_D = 35mA$  的狀況下，在這個偏壓點下我們可以獲得較大的增益與飽和輸出功率，雖然這類型( $V_{GS} = 0V$ )的偏壓設計有可能導致二次項階波( $2^{nd}$ -harmonic)較大，但我們的系統中二次項階波 24 GHz 是我們最終所須要的頻率，故這樣的缺陷並不會造成設計上的困難，然而其單端偏壓的特性在設計上提供相當大的便利；設計上我們先對輸出匹配做固定增益設計，設定我們所要的增益範圍約 13 dB，於洩極接上一個輸出匹配電路，此匹配電路由一段串聯傳輸線和 Open Stub 傳輸線構成，藉由調整 Stub 線的寬度、間距、與長度並適當改變串聯傳輸線的長度來得到我們所需要的輸出阻抗，並且加上一段 RF choke 作為偏壓電路；閘極(Gate)接上一段輸入匹配電路來匹配放大器的輸入阻抗，輸入匹配電路使用相同的 Open Stub 的設計並加上一四分之一波長的 RF Chock 到地，這樣的設計正好可令  $V_{GS} = 0V$ 。

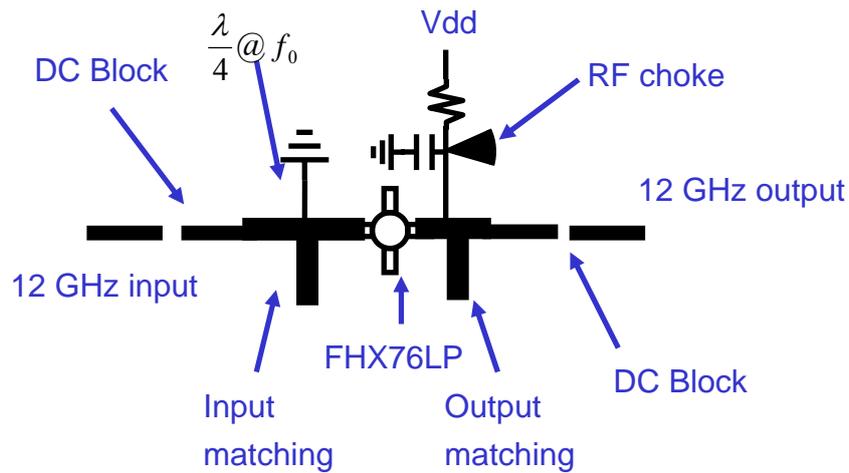


圖 4-11 12 GHz 放大器電路示意圖

圖 4-12 為 12 GHz 放大器的實際照片其大小約為  $11\text{mm} \times 12\text{mm}$  圖 4-13 為模擬的結果，可用頻段為 11 至 13 GHz 增益為 12dB 至 13dB，圖 4-14 為實際量測結果。量測結果顯示 12 GHz 增益有 11.686 dB，輸入損耗(S11)為 -17.047 dB，輸出損耗(S22)為 -13.647 dB，因量測時有線損及接頭損失，如果加入此項因素則，此量測結果與模擬結果就很吻合。圖 4-15 是在輸入 12 GHz 信號的功率為 -10dBm 至 10dBm 時，輸出波形一階至二階諧波的功率量測圖，12 GHz 的訊號約為 13dBm，一階與二階諧波差了約 30dB。輸出功率的平坦度在我們要的頻寬下都小於 0.5dB，平坦度很好確實有在我們設定的範圍之內。

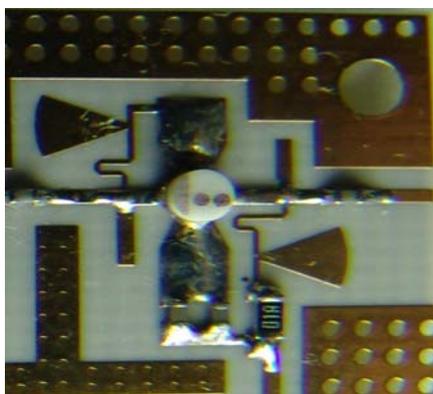


圖 4-12 12 GHz 放大器實體電路照片圖

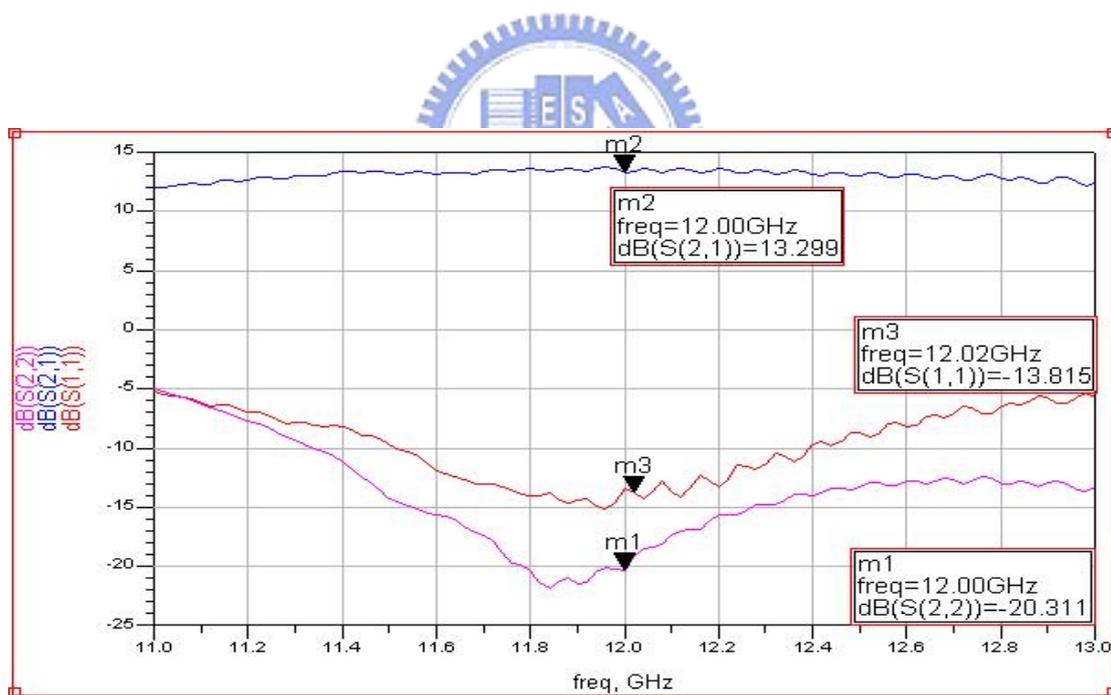


圖 4-13 12 GHz 放大器模擬結果

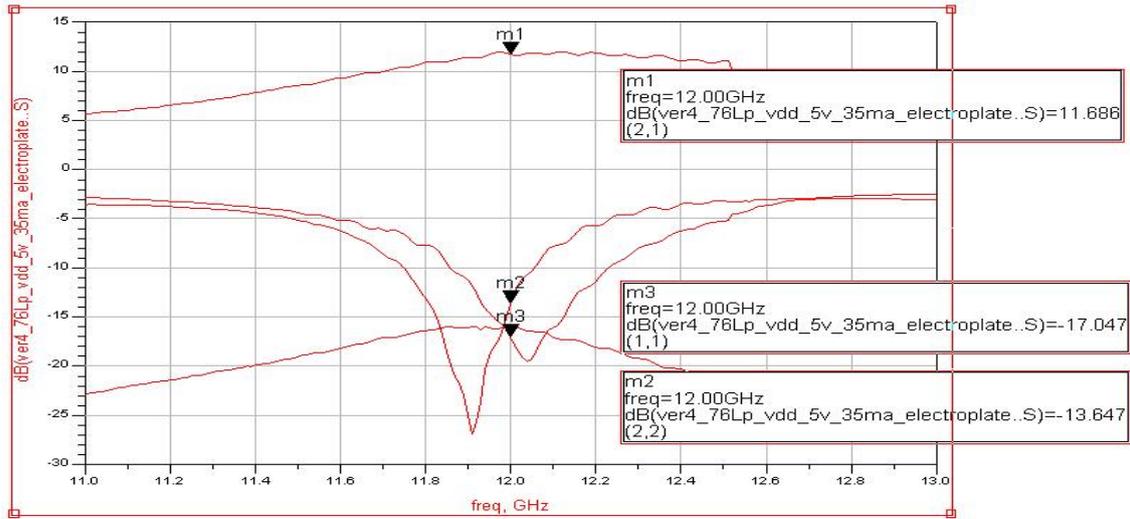


圖 4-14 12 GHz 放大器量測結果

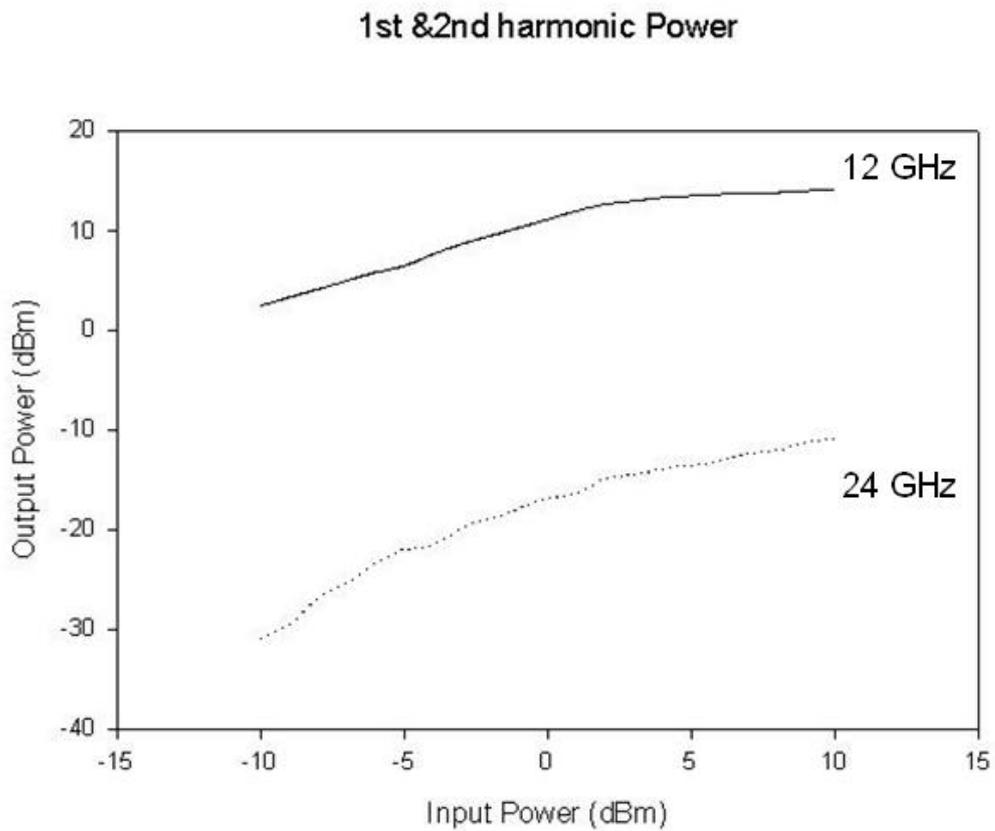


圖 4-15 輸入功率為-10dBm 至 10dBm 時輸出及諧波功率

#### 4-5 12 GHz 至 24 GHz 主動倍頻器(Doubler)

在雷達架構中，第二個倍頻器是12 GHz至24 GHz主動倍頻器。在12至24 GHz的倍頻器中，設計上所使用的電晶為一樣為FHX76LP，偏壓在  $V_{DS} = 1.6V$ ， $I_D = 20mA$ ，圖4-16 為12 GHz至24 GHz倍頻器的實際照片實際電路大小  $8mm \times 10mm$ ；圖4-17 為12 GHz至24 GHz倍頻器的功率量測結果，輸入功率為  $-5dBm$ 至 $10dBm$ 下，24 GHz的輸出功率在我們此設計中的輸入範圍內約為 $3dBm$ ，轉換損耗(Conversion loss)約為 $3 \sim 4dB$ 。

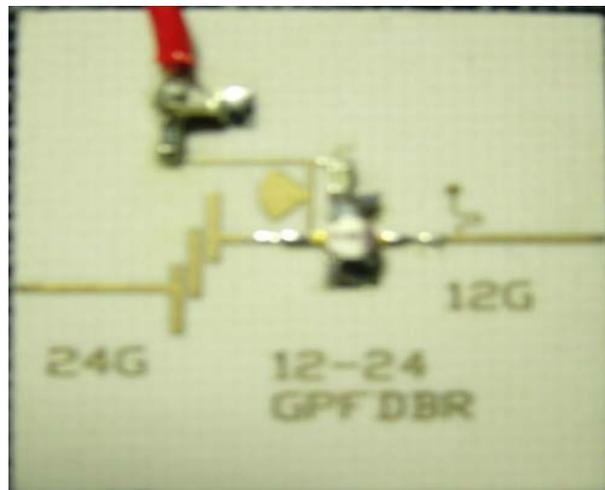


圖 4-16 12 GHz 至 24 GHz 倍頻器實體電路照片圖

### 12GHz & 24GHz Power

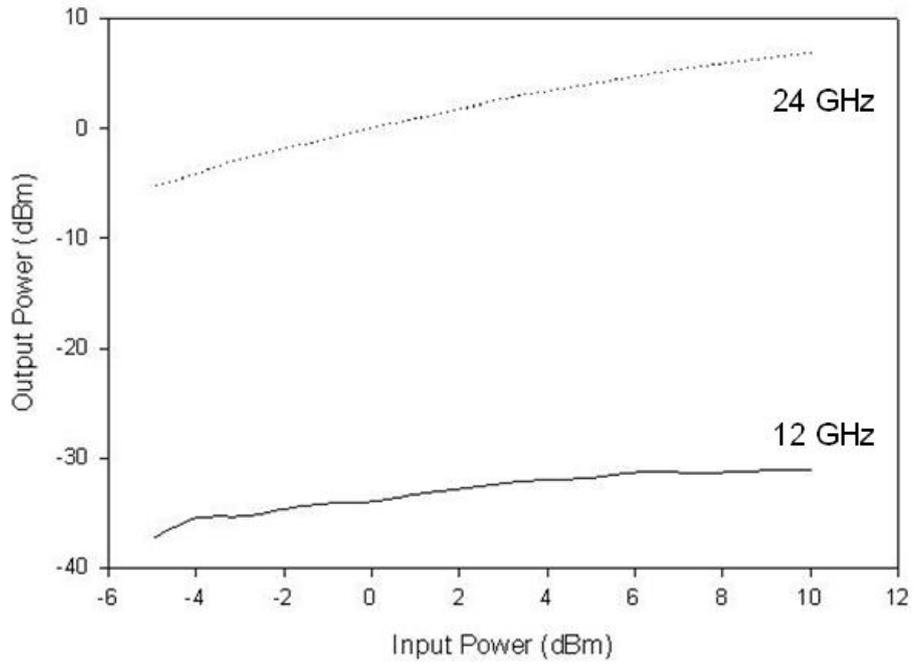


圖 4-17 12 GHz 至 24 GHz 倍頻器輸出功率量測結果



### 12 to 24 GHz Conversion Loss

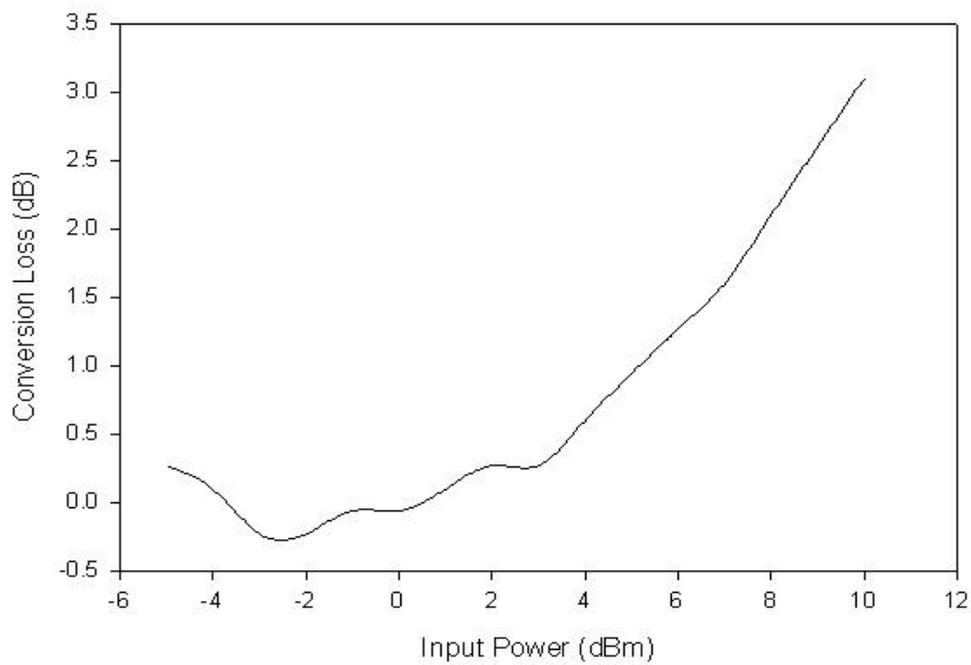


圖 4-18 12 GHz 至 24 GHz 轉換損耗結果圖

#### 4-6 24 GHz 低雜訊放大器(Low Noise Amplifier)

在本論文中的 LNA 設計，我們為了得到較高的增益表現，所以我們使用了兩級的主動元件來設計，下圖 4-19 所表示的是兩級放大器可用功率和實際功率之示意圖。

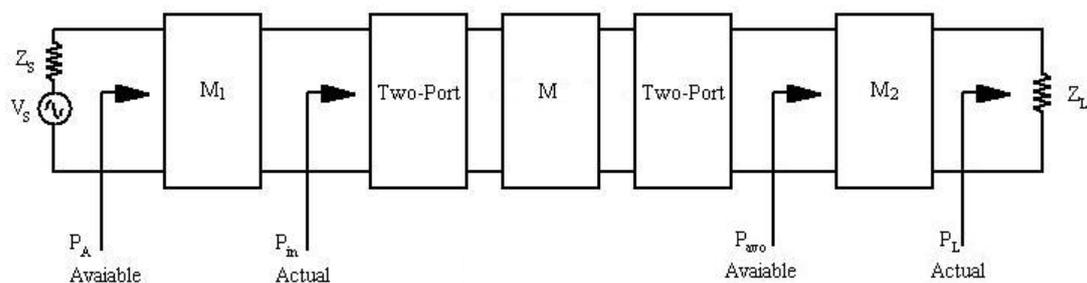


圖 4-19 兩級放大器可用功率與實際功率應用示意圖

圖 4-20 所表示的是兩級放大器的雜訊模型，由前面所說的式子(3-80)可得到一個結論：雜訊指數值的大小主要是由第一級放大器之雜訊指數所主宰；當到第二級放大器的時候，其雜訊指數已經縮減為第一級放大增益倍，其雜訊影響已減小。且其雜訊與第一級放大器的功率增益成反比。所以當第一級的放大增益過小時，第二級放大器的雜訊指數影響才會變大。

圖 4-24 為兩級放大器之實際電路圖，兩級放大器的大小約為  $35\text{mm} \times 11\text{mm}$ ，其工作電壓為  $V_{dd} = 5\text{V}$ ，兩級總電流約為  $78\text{mA}$ ，圖 4-25 為電路模擬 S 參數結果。圖 4-26 為兩級電路實際量測的 S 參數。這邊看到的實際電路和原本模擬的結果，有些許的不相同，原因是因為在模擬時無法有效的控制偏壓電路，只能選擇其中一組偏壓來執行，但在實際量測時，為求有較好的效能，有動了其中的偏壓電路，所以有造成實際量測和模擬些許不同的地方，最後當然是以實際的量測為主要電路設計及應用在我們的電路上面。另外就是量測 s 參數的時候，因為此元件的使用頻段並不是在 24 GHz，所以量出來的結果會有些許的不同，但在取平均的情

況下，我們來使用模擬設計，所以會不同之處。在設計低雜訊放大器的時候，其信號源阻抗的選擇對整個電路會有很重要的影響。圖 4-27 為兩級低雜訊放大器利用 agilent 的 N8975A Noise Figure Analyzer 所量測到的 NF，在我們所需要的頻段內(24.025 GHz~24.225 GHz)其 NF 值在 2.6~2.9 之間。

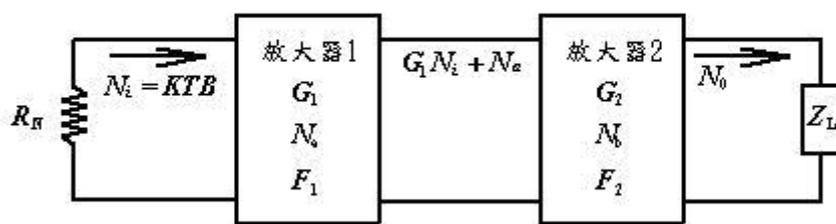


圖 4-20 兩級放大器雜訊模型

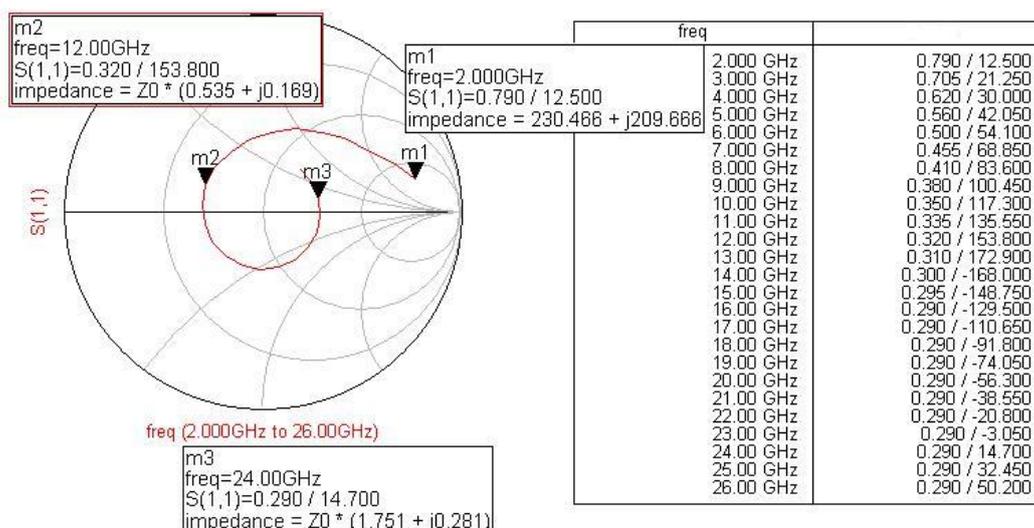


圖 4-21 LNA Noise Parameters 數據和示意圖

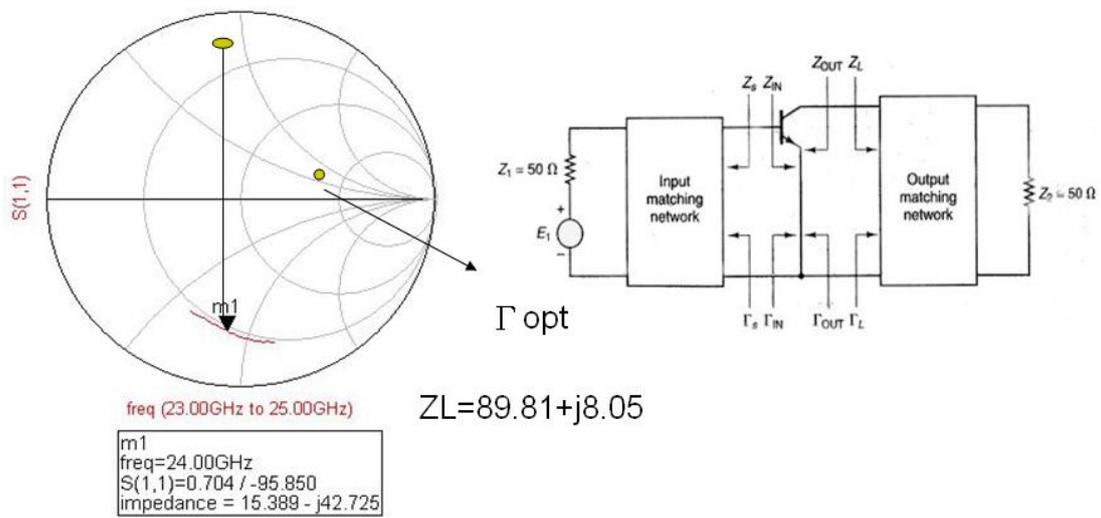


圖 4-22 LNA 考慮 noise 和 matching 示意圖

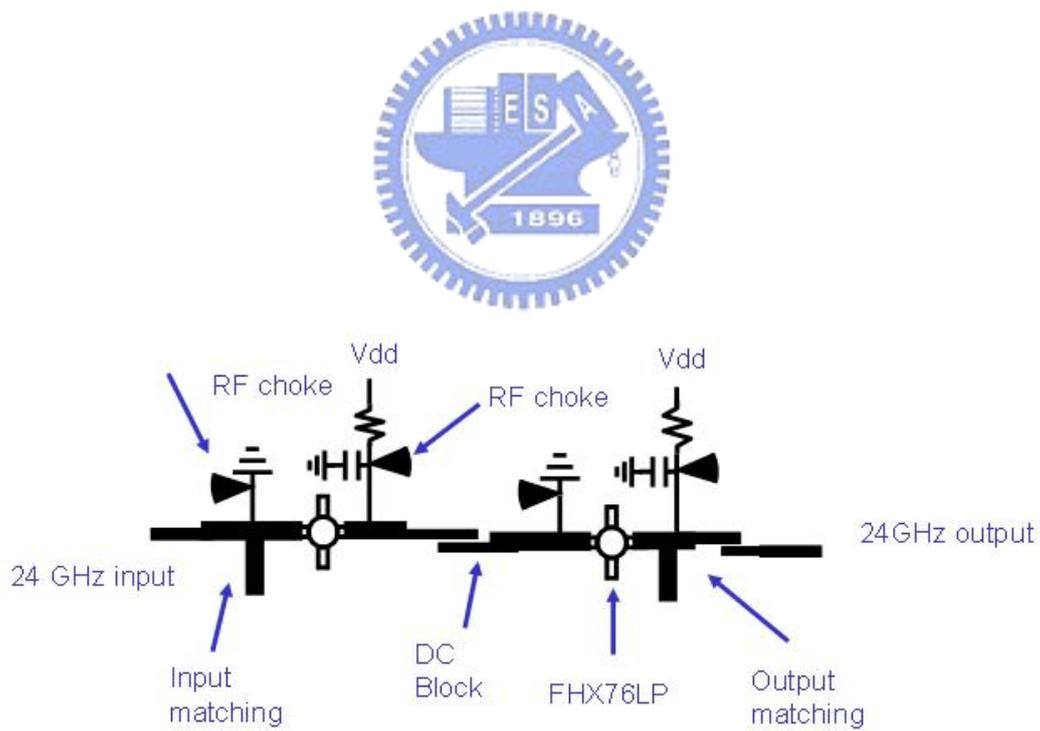


圖 4-23 兩級放大器電路示意圖

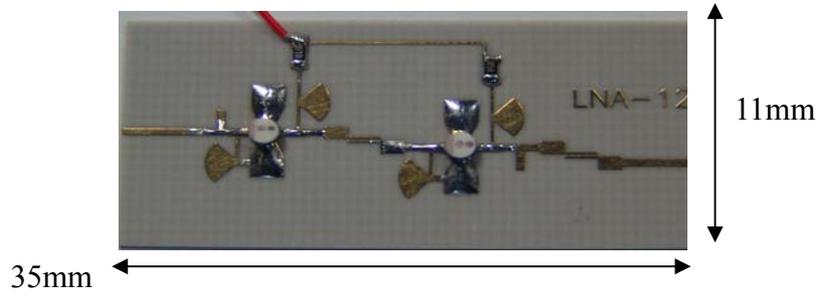


圖 4-24 兩級放大器電路實際照片圖

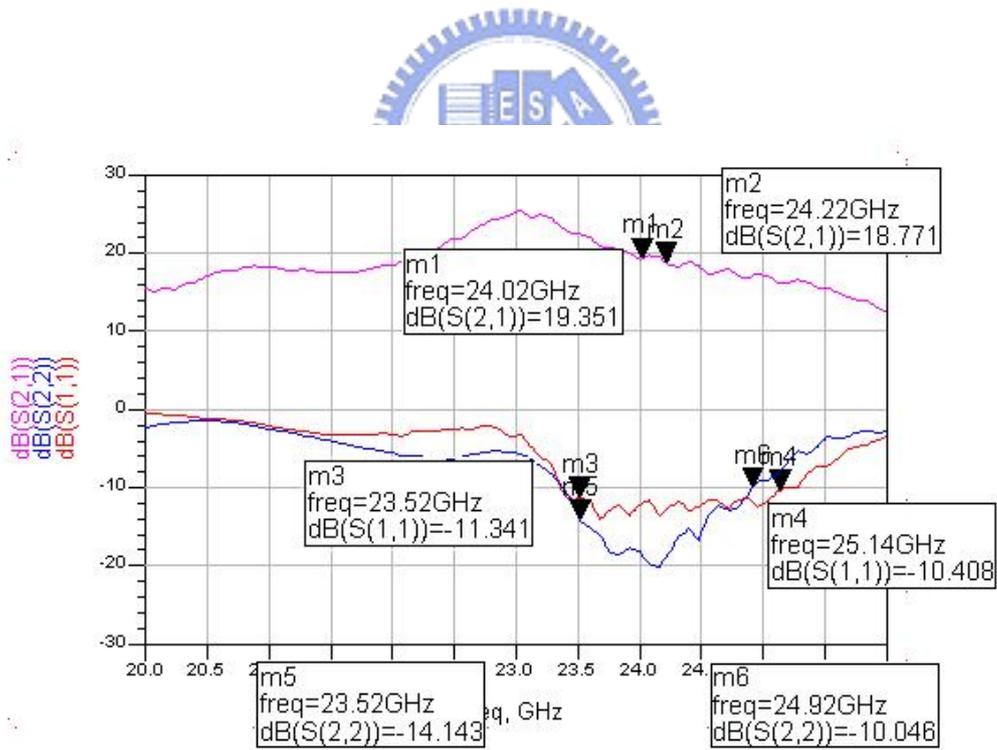


圖 4-25 兩級放大器電路模擬圖

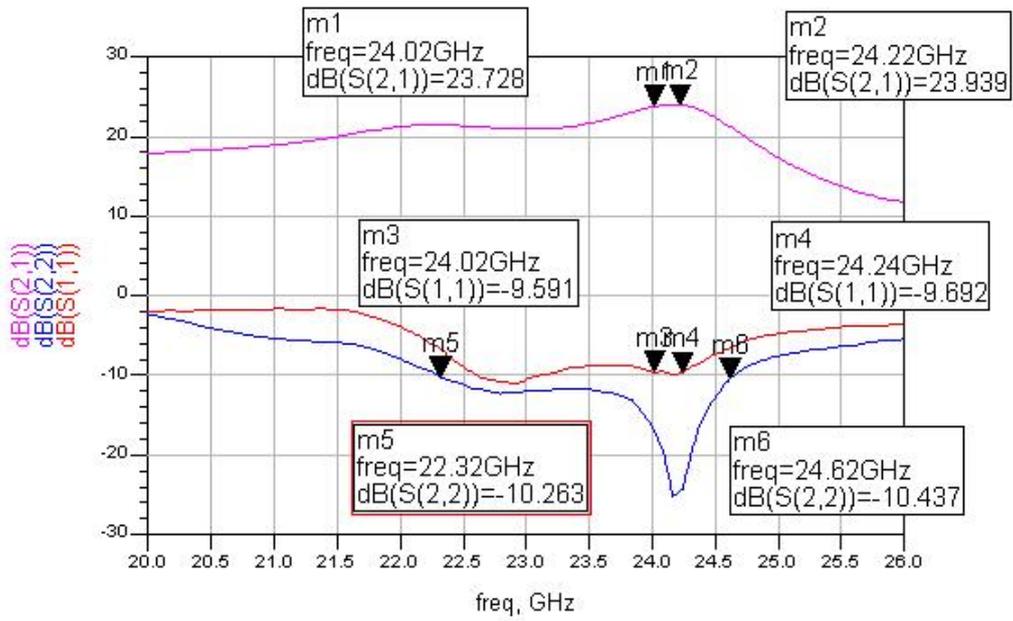


圖 4-26 兩級放大器電路實際量測圖

### Gain and NF

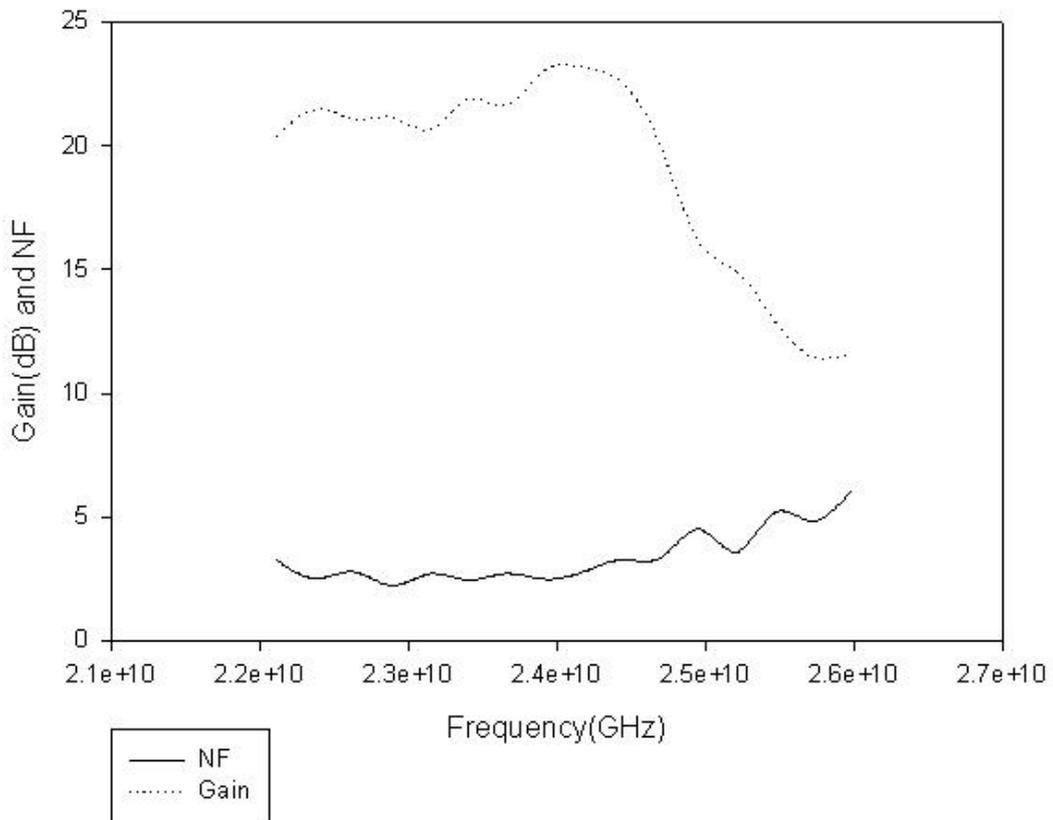


圖 4-27 兩級放大器電路實際量測 Noise Figure 圖

#### 4-7 24 GHz 帶通濾波器(Band Pass Filter)

Band pass Filter 之用途是只使特定頻帶之訊號通過的電路，由於輸出入特性需達到乾淨的輸出頻譜，所以我們在天線之後輸出入的地方加上 24 GHz 的 Band pass Filter，另外 Band pass Filter 也可提升接收端的靈敏度。圖 4-28 為 24 GHz Band pass Filter 實際的電路照片圖大小約為  $3mm \times 8mm$ ，圖 4-29、圖 4-30 為 24 GHz Band pass Filter 實際量測的結果。

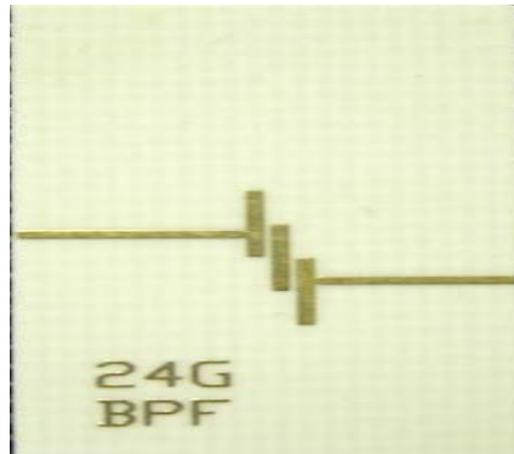


圖 4-28 24 GHz Band pass Filter 實體電路照片圖

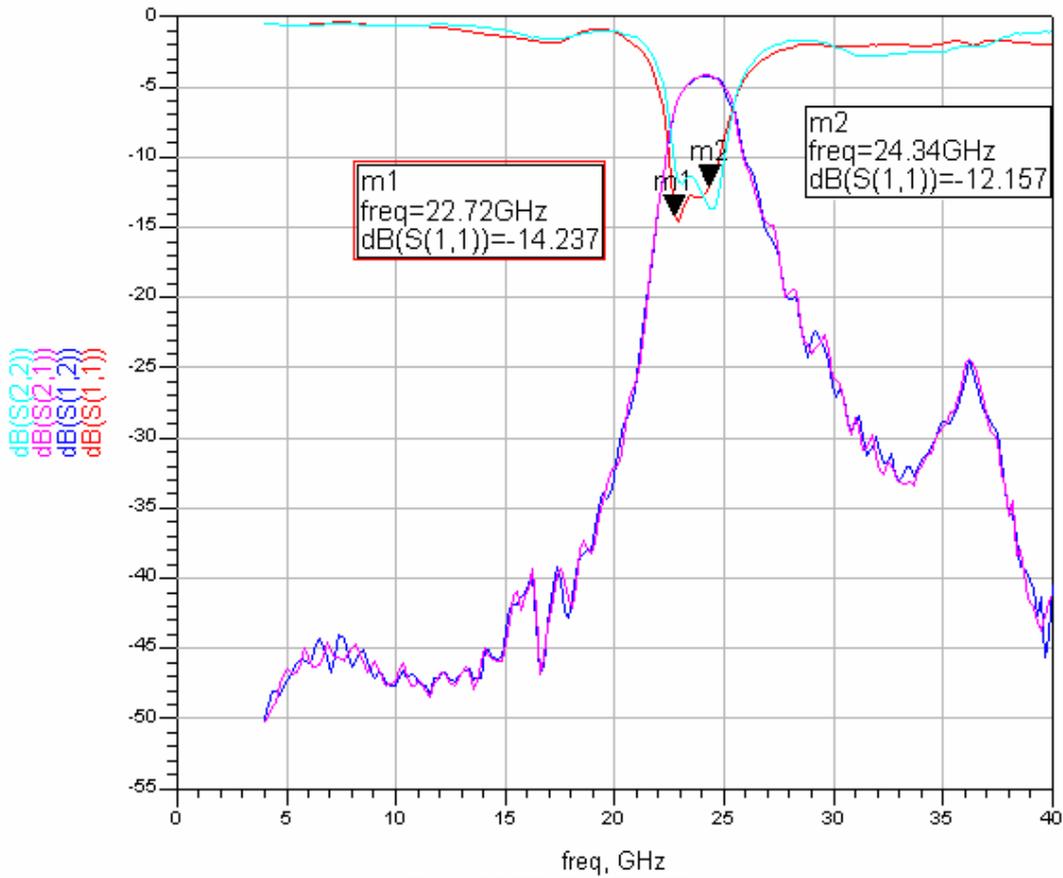


圖 4-29 24 GHz Band pass Filter 量測結果-1

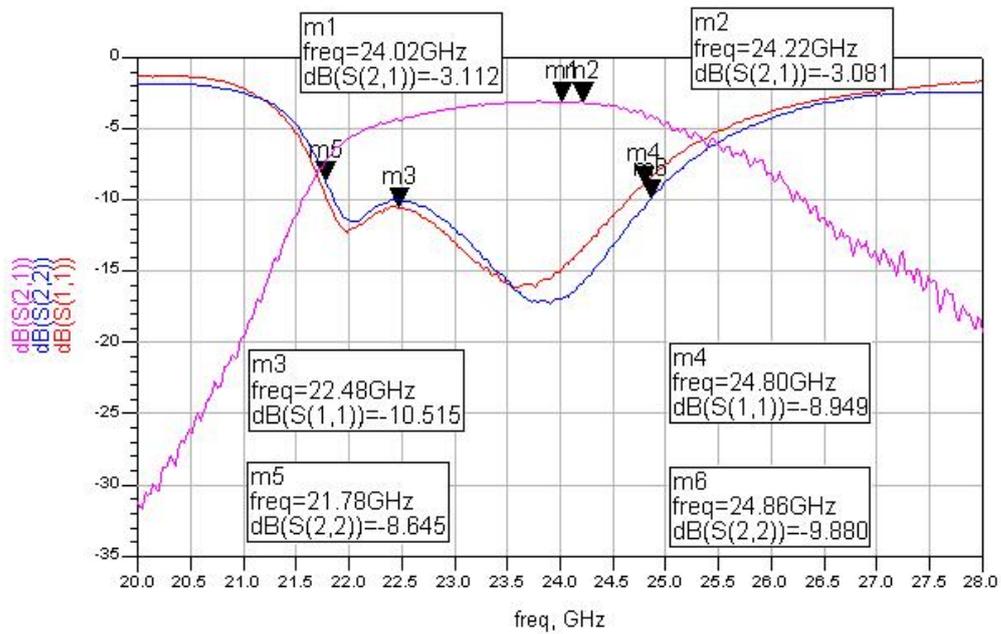


圖 4-30 24 GHz Band pass Filter 量測結果-2

#### 4-8 24 GHz 天線陣列(array antenna)

圖 4-31 為實際電路使用的收發天線，圖 4-32 為天線場型圖。

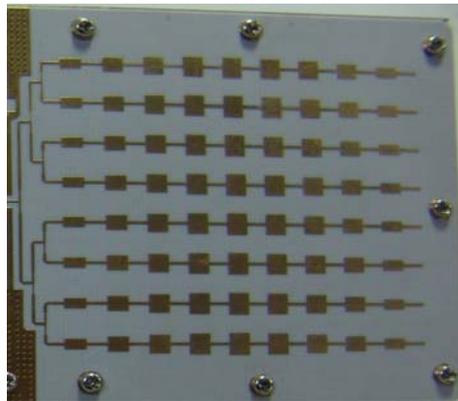


圖 4-31 前視雷達天線實際照片圖

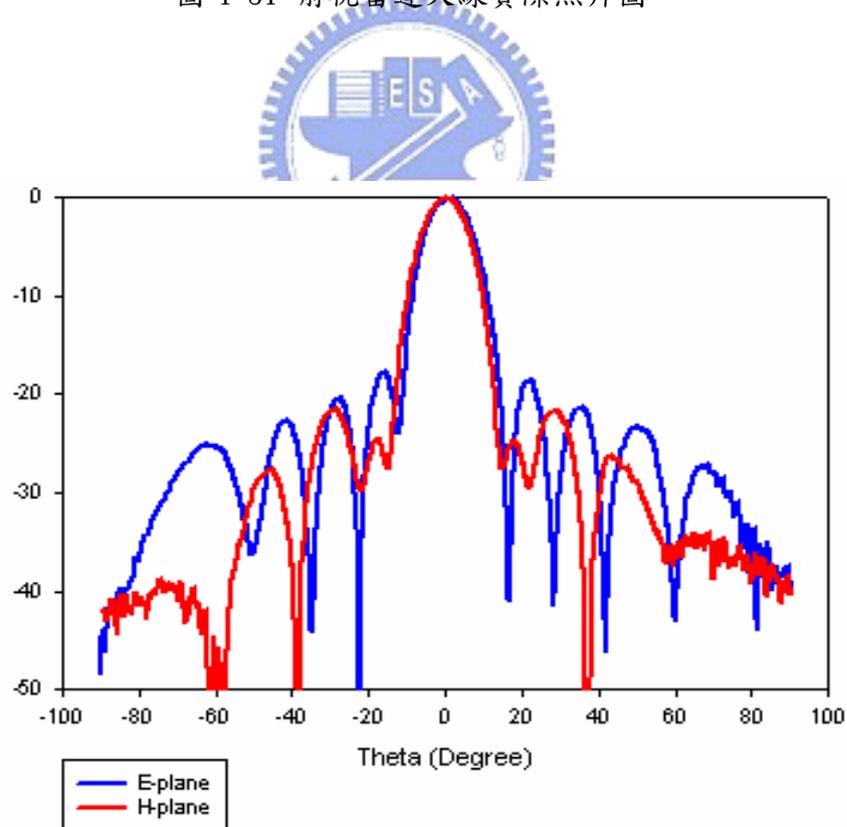


圖 4-32 前視雷達天線場型圖

Gain	18 dBi	
SLL(Side Lobe Level)	18 dBc	E-plane
	21 dBc	H-plane
HPBW(Half Power Beamwidth)	10.6°	E-plane
	11.1°	H-plane

表 4-3 天線場型量測結果

圖 4-32 為前視雷達感應器的輻射的場型圖，表 4-3 則是天線的量測結果，在前視雷達應用中，我們希望偵側的範圍只能涵蓋縱向車道，因此對於天線主波束寬與旁波束功率要求較高，由上圖可以看到，不論天線的場型在水平切面(E-Plane)或是垂直切面(H-Plane)，天線的主波束寬約為 10 度，旁波束均壓抑在-20 dB 以下。



#### 4-9 雷達量測測試

圖 4-33、圖 4-34 為 24 GHz 雷達的實際照片電路圖，此圖顯示正面的電路包括了所有 24 GHz 射頻電路，其中包含兩支天線陣列、VCO、兩個倍頻器、兩個 12 GHz 放大器與 24 GHz 低雜訊放大器、兩個濾波器、混頻器…所有的射頻組合都在這個正面上，背面是整片完整的接地，這樣可避免有背面電路，造成製作上的不便；當射頻電路合成我們所需要的頻率調變雷達波，再透過天線陣列輻射出去。同樣的，當有物體時，輻射出去的雷達波將被反射回來，被反射的雷達回波由接收端的天線陣列接收下來後，經過被動、主動元件的處理後，送到後端電路繼續做相關關係的運算。

基頻(baseband)電路與微控制器(MCU)。圖 4-35 為數位基頻電路板，其中包含了中頻信號放大器、單晶片控制器，此塊電路板主要的功能是在利用微控制器產生隨時間改變的電壓值，進一步控制 VCO 來改變 RF 的調變波形與控制 RF 輸出功率，而單晶片控制器也兼任數位信號處理器，是對雷達回波進行取樣與分析。下面整個雷達系統的外觀尺寸大約為 $185\text{mm} \times 70\text{mm}$ 。

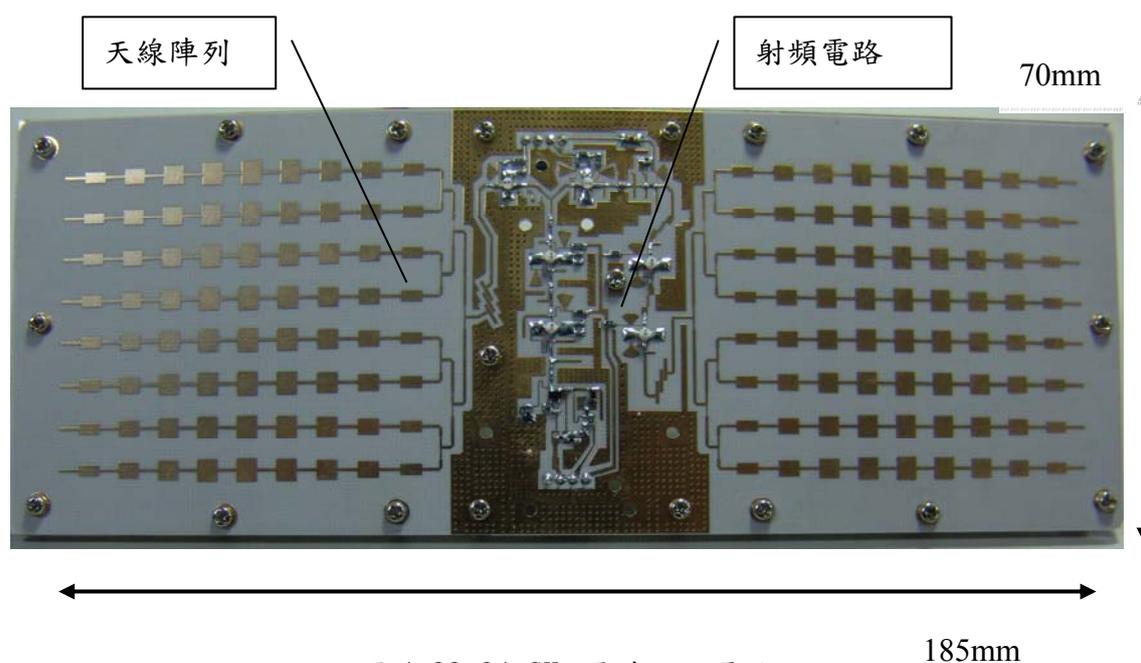


圖 4-33 24 GHz 雷達正面電路

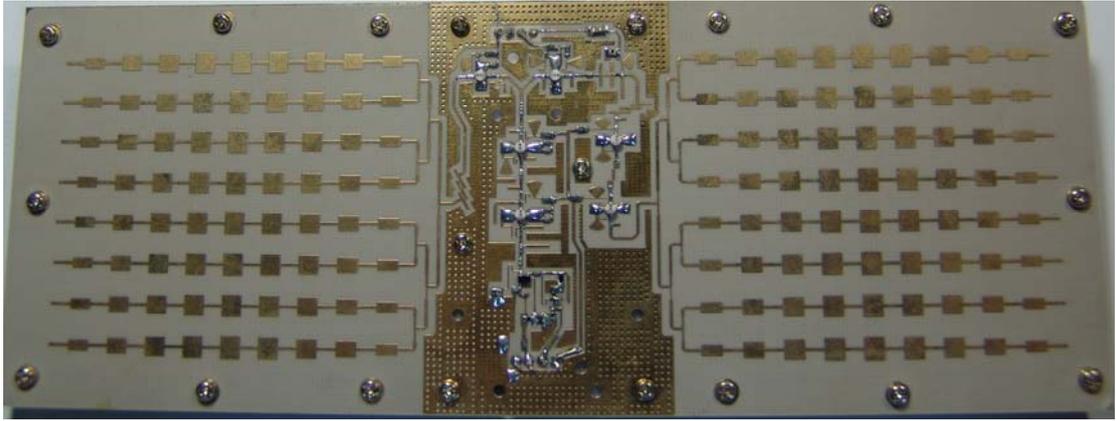


圖 4-34 24 GHz 雷達正面電路

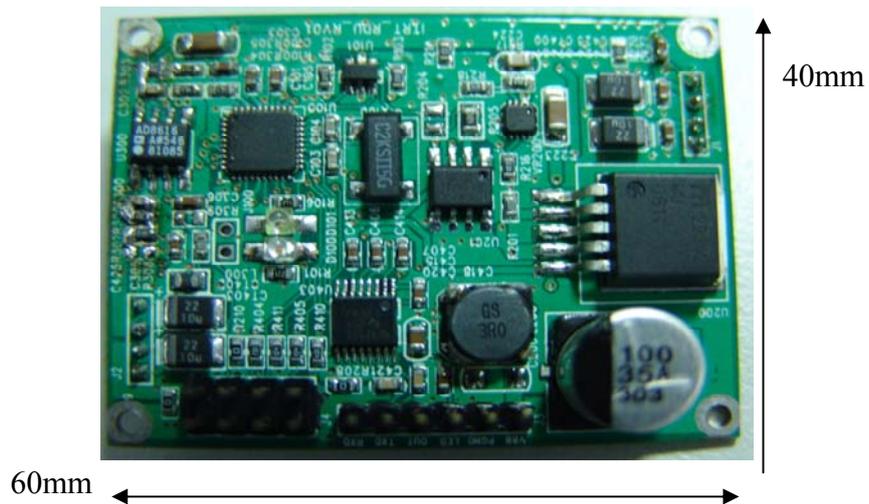


圖 4-35 MCU 與基頻電路

雷達量測的時候，我們先使用相同增益的中頻放大器，比較有使用及沒有使用低雜訊放大器(LNA)時的不同，圖 4-36 所表示的為實際環境的照片，我們選取學校附近的停車場，開闊的場地中，雖有幾台車子，但車子的距離和我們雷達所能測試到的距離來說，還有一大段範圍，就在不在我們的雷達偵測的範圍內，所以並不會影響到我們的量測。首先我們使用第一種情況就是無低雜訊放大器(LNA)來實際量測雷達的效能如何，我們為了表示所測試的距離有相對的參考價值，我

們利用程式的控制，控制雷達打出一百個 ramp 的雷達波，看探測到目標物的百分比機率為多少，我們在此處所選定的成功探測到目標物的百分比機率為 70%~80%。就是每各情況下，可以成功探測到目標物有百分之七十到百分之八十之間的最遠探測距離為多少。另外，我們利用一個直徑 30CM、高度 120CM 圓型柱體來當作一個量測依據，在此相同的條件之下，來做個比較。在無低雜訊放大器(LNA)的情況下所能測得的最遠距離為 17.3m 公尺。

第二、三個情況就是有低雜訊放大器(LNA)，但是從接收端天線回來之後第二個情況是低雜訊放大器(LNA)放在帶通濾波器(BPF)之前，如圖 4-34 為示，第三個情況就是從接收端天線回來之後接上帶通濾波器(BPF)之後，才接上低雜訊放大器(LNA)，如圖 4-33 所示。

在第二種情況下，所量測到的最遠距離為 34.6m。

而第三種情況下，所量測到的最遠距離為 39.5m。

在第二和第三種的情況下，原則上應該所得到的結果要相去不遠，而這邊會有量測上 5m 公尺的相差別是說明，由於中頻放大器的增益放大回波信號的不夠大，使得後端的數位電路，類比轉數位、數位轉類比的時候，有轉換上的誤差(量化誤差)，這個轉換的誤差在中頻放大器的增益不是很高的時候，對信號的品質、雜訊佔有很大的一個比例在。所以我們下面會有再將中頻放大器的增益提高，放大倍率可以將信號的 SNR 比值看的比較明顯，使得轉換誤差的差距離不在是主要的原因的時候來看，我們可以得到比較客觀的量測結果。



圖 4-36 實際量測的環境照片圖



IF Gain 500

- 一、 forward-looking don't have LNA 17.3m
- 二、 new type 1 BPF after LNA 34.6m
- 三、 new type 2 LNA after BPF 39.5m      70%~80% can get target

圖 4-37 實際量測的結果

再接著下來我們調整了中頻放大器的增益值，使雷達可以探測到較遠的距離，圖 4-38 為了讓量測的場地有不被干擾的問題存在，我們在學校的棒球場進行量測，此圖表示前方約有一百公尺長、寬度也有五十公尺以上的場地並無任何的物體在前後左右時，這樣的環境可以使我們更容易看的出雷達前方是不是有物體的存在，圖 4-36 表示，我們一樣是利用一個直徑 30CM、高度 120CM 圓型柱體來當作一個量測依據，此時如圖 4-39 所顯示的量測距離為 47M(公尺)。在電腦上取下的圖，圖 4-40 上的橫軸為距離，但是所代表的距離是要乘上約 0.4m 以上的(Index)指示，來換得正確的距離數，現在目標物所站在的 Index 約在 108，所以我們乘上了 0.4~0.43 可以得到量測上接近的距離。圖 4-40 上其他的數值除了剛剛說到的 Index 表示外，還有前面說到的 Count 就是雷達波發射一百個 ramp，另外 Probability 就是表示能夠探測到目標物的機率次數有多少。在這裡我們能得到的最遠目標物為 47 公尺，而雷達每發射一百個 ramp 的雷達波下，能夠探測到目標物的機會是有 95%以上機率，所以在這樣的情況下，是相當的穩定。在這個時候情況二跟情況三所能量測到的距離是一樣的，下面還有另外對車輛的測試。

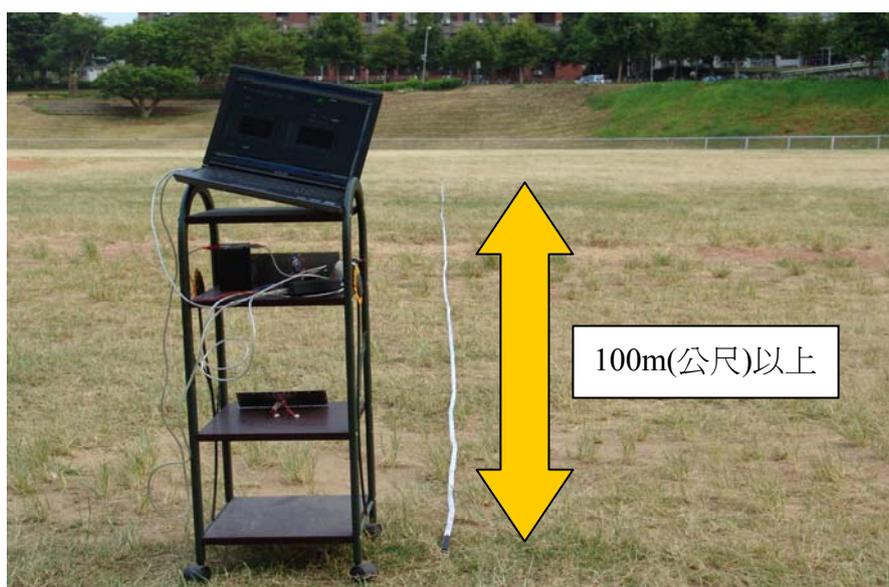


圖 4-38 實際量測的環境照片圖

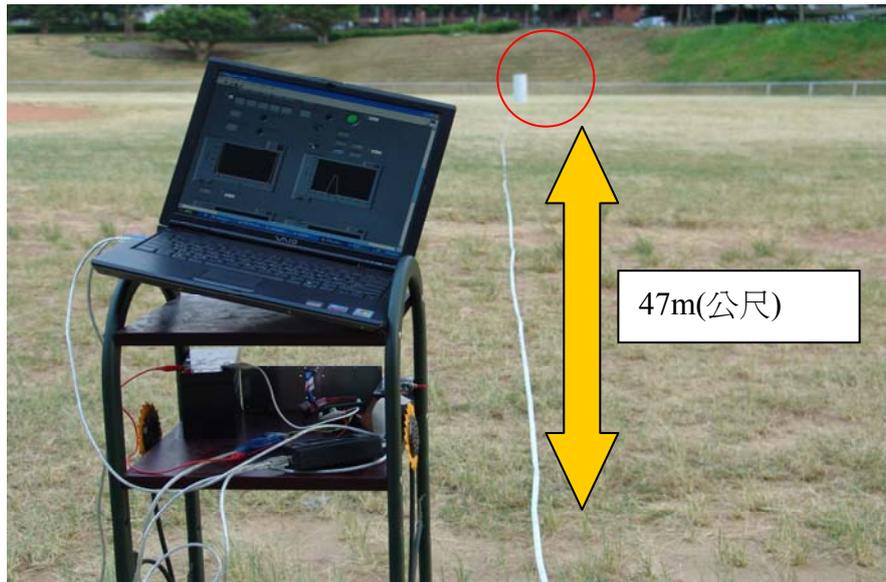


圖 4-39 實際量測物體照片圖

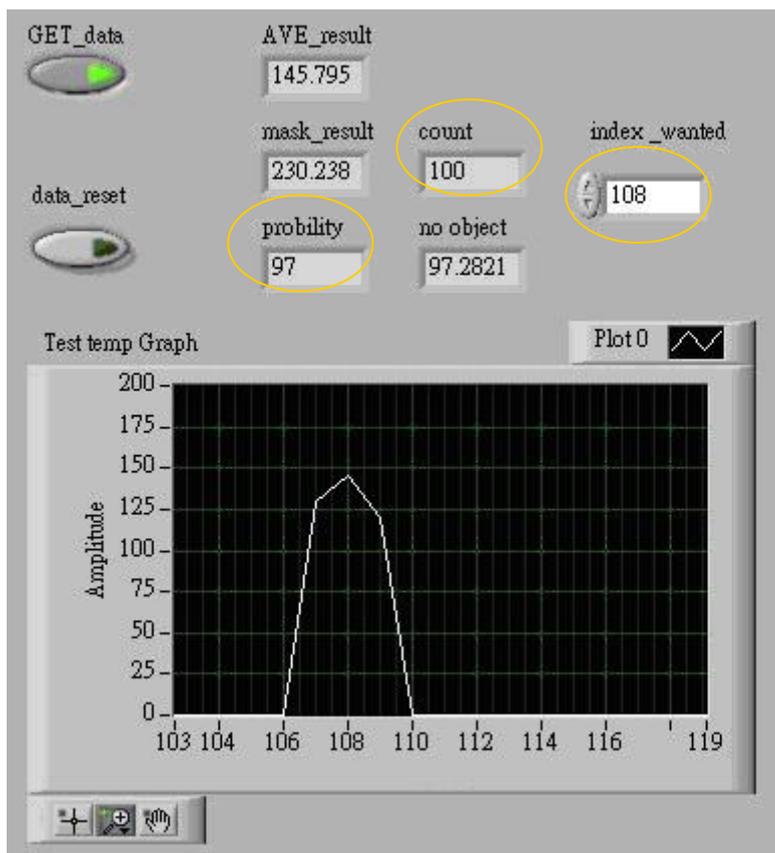


圖 4-40 電腦上解出目標物體照片圖

因為學校沒有足夠的場地來測試，我們需選取一個開闊的場地來實際量測雷達的效能，我們所選的地點是在南寮漁港，所使用的車子是馬自達 M3 2.0(Mazda3 2.0)，而此車子的長為 4525mm、寬 1755mm、高 1465mm。

圖 4-41 為量測環境，此圖表示前方有一百公尺長、寬有五十公尺以上的場地並無任何的物體在前面，這樣的環境下可以使我們更容易準確的讓雷達有能力分別出有無物體的存在。圖 4-42 表示雷達量測到車子在 20M(公尺)處。圖 4-43 表示雷達量測到車子在 50M(公尺)處。



圖 4-41 實際量測的環境照片圖

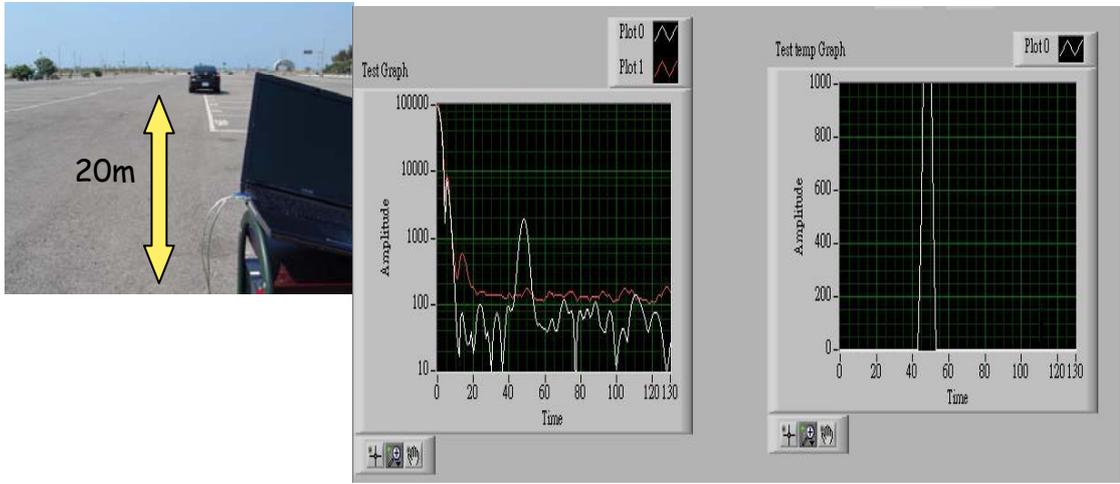


圖 4-42 實際量測物體照片圖目標物 20 公尺

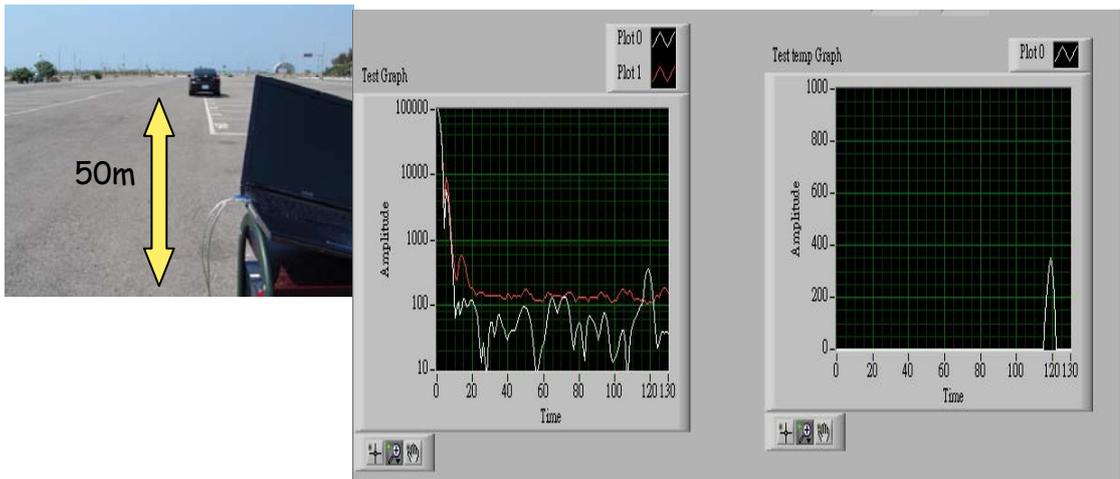


圖 4-43 實際量測物體照片圖目標物 50 公尺

## 第五章 結論

在本論文中，完成了雷達模組射頻性能的測試，包括了每一個模組的測試，及整體完成後的測試部份，不管是 6 GHz 的壓控振盪器、倍頻器、或是放大器…等設計，在這個電路構架中學習到了很多知識，也完成了性能上面的要求。更重要的是完成了 24 GHz 的低雜訊放大器，使得雷達能夠偵測的距離也增加了一倍之多。

低雜訊放大器的增益為 23dB，其中 S11 為 -9.692dB，S22 為 -25dB 以下，在要用的頻段內有相當好的表現，也有滿好的穩定性，但是這個元件畢竟主要的用途，不是利用在 24 GHz 的這個頻段，在實際的設計上遇到很多的困難點，小小的傳輸線變化，就會造成滿大的特性改變，應是匹配電路的選擇和偏壓工作點沒有選擇到較好的位置。但最後，還是完成了這個低雜訊放大器的設計。低雜訊放大器使用在整個的電路上面沒有問題，也發揮了它應該發揮的動作，使得偵測的距離能夠達到 50 公尺以上的水準甚至在 60 公尺時也是相當的穩定偵測到目標物體，此時的目標物體為實際車輛。

在未來的目標上面，應該是把目標放在能夠偵測到更遠的距離，待測目標物應該放在一百公尺以上，不在只是短距的運用。如此應用，我們雷達在發送端的電路上面，就必須要有所改變，如再加上一個 24 GHz 的放大器，用來提升輸出功率，或是有其他更好的做法。

另外偵測的距離加遠了，這也意味天線有修改的可能性，現階段天線的主波束寬約為 10 度左右，也就是說，當我們的雷達偵測距離越來越遠的時候，這時候雷達所看到的車道寬度距離就不會在只是前方的一個車道了，這時候所看到的車道寬，有可能在四個線道上的物體都會是在偵測範圍之內。這就會有雷達偵測上之困難及複雜度，而這個問題是不是我們所需要，這樣的應用就有要再討論的地方，所以這也是另外一個可以去探討的問題。

最後在實際車輛測試上，我們都是以靜態的方式在進行，對著已知目標打雷達波，對著固定車子打雷達波。此時的雷達並沒有移動，但在真正的用途上是要裝置在車輛上，隨著車子一起移動，這樣的測試才能更有效的指出需要修正的部份有那些，我們在靜態的測量上都得到很好數據顯示，量測的都是我們想要之結果，當然也希望在實際運用上跟靜態量測到時是一樣的。在實際車子上量測或許有我們還沒想到的問題發生，車子溫度的影響、車子環境的影響…等。所以在未來實測方向上，就是要更進一步的測試實用性為何，這項實際量測將是滿重要的一個目標。



## 參考文獻

1. D. A. Williams, "Millimeter wave radars for automotive applications," in 1992 IEEE MTT-s Int. Microwave Symp. Dig., vol.2, pp.721-724, New Mexico, June 1992.
2. Guillermo Gonzalez. " Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design" , Prentice Hall, Ch3.
3. Christen Rauscher, " High-Frequency Doubler Operation of GaAs Field-Effect Transistors" , IEEE trans. MTT, vol 31, Jun.1983
4. Holger H. Meinel, "Commercial applications of millimeterwaves history, present status, and future trends," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.43, pp.1639-1653, July 1995.
5. Holger H. Meinel, "Automotive radar and related traffic applications of millimeterwaves," 1997 Topical Symp. On Millimeter Waves, pp. 151-154, 1998.
6. P. L. Lowbridge, P. Briggins, and B. Kumar, " A low cost mm-wave cruise control system for automotive applications," Microwave Journal, pp.24-36, Oct. 1993.
7. K. W. Chang, etc., "Forward-looking automotive radar using a W-band single-chip transceiver," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.43, pp.1659-1668, July 1995.
8. L. H. Eriksson and B.-O. As, " A high performance automotive radar for automatic AICC," IEEE International Radar Conf., pp.380-385, 1995.
9. Alexander E. Braun, "Intelligent transportation system: mirage or reality?" Microwave Journal, pp.22-38, Aug. 1997.

10. Pravin Varaiya, "Smart car on smart roads: problem of control," IEEE Trans. Automatic Control, vol.38, no.2, Feb. 1993.
11. S. Tokoro, "Automotive application systems of a millimeter-wave radar," IEEE Proc. Of Intelligent Vehicles Symp., pp. 260-265, 1996.
12. M. Klotz, H. Rohling, "24GHz radar sensors for automotive applications," Microwaves, Radar, and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000. 13<sup>th</sup> International Conference on, Volume:1
13. David Richardson, "An FMCW radar sensor for collision avoidance," IEEE Conf. On Intelligent Transportation System, pp. 427-432, 1997.
14. H. H. Meinel, "Automotive millimeterwave radar," in Digest of 2000 Topical Symposium on Millimeter Waves, Yokosuka, Japan, March, 2000.
15. Inomata, K., Noda, S., Okazaki, K., Watanabe, K., Fukae, T., and Matsuoka, K. "24GHz 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.
16. Shin-Chiuan Chen, "Design and Integration of 24 GHz CW Radar System," 24 GHz 連續波雷達系統設計與整合, 交通大學電信研究所 2004.
17. 何滿龍, "微波主動電路設計與實習".
18. 向敬成, "雷達系統".