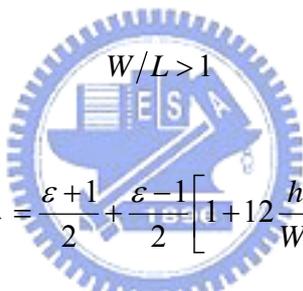


## 第五章、天線

### 5-1 微帶天線

針對矩形(含方形)微帶天線分析一般採用傳輸線模型，傳輸線模型分析方式是最早被採用，但準確性較差且較不具變通性，但在物理特性的直觀上仍有其重要性。

由於矩形微帶天線的能量輻射是利用輻射孔隙(radiating slot)，而一般微帶天線在長(L)與寬(W)上都會產生邊際效應，是由空氣與基板間場線不連續所形成的效應，效應造成的天線面積，會略大於實體面積，而邊際效應與邊長(L)與基板高度(h)成一比值如 L/h，若 L/h 遠小於 1 則減少效應，且實體面積與效應面積接近，但此條件需再考慮基板介質的介電係數，關係如下：


$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}$$

$W/L > 1$

$\varepsilon_{\text{eff}}$  為有效介電係數，把自由空間中介質以此介電係數物質取代後，代入下面式中，求出邊際效應長度( $\Delta L$ )：

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$

其中  $h$  為基板厚度

$W$  為微帶天線寬度

$\varepsilon_{\text{eff}}$  為有效介電常數

$\Delta L$  為邊際效應增加量

所以邊際效應增加量( $\Delta L$ )和原長度( $L$ )之和為有效長度( $L_{\text{reff}}$ )

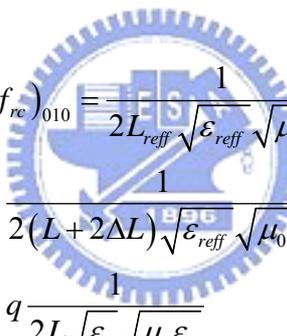
$$L_{\text{reff}} = L + 2\Delta L$$

最低共振模式  $TM_{010}$ ，共振頻率未考慮邊際效應為：

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

其中  $v_0$  為自由空間之光速

考慮邊際效應後，共振頻率為：


$$\begin{aligned}(f_{rc})_{010} &= \frac{1}{2L_{\text{reff}}\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &= \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \\ &= q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}\end{aligned}$$

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}$$

由上式知道，以傳輸線模式分析微帶天線，幾何長度會略小，始達到設計的中心頻率。

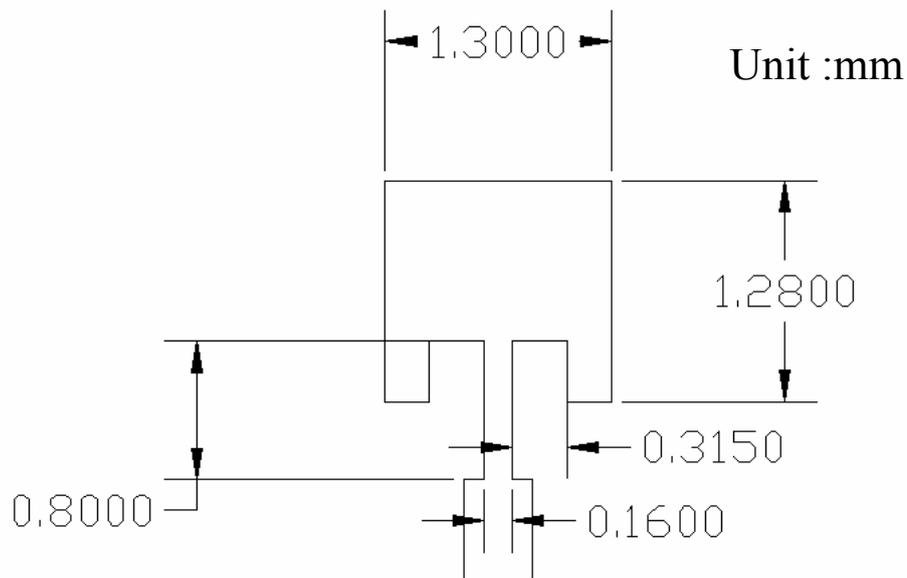


圖 5-1-1 微帶天線尺寸



圖 5-1-2 微帶天線實體圖

圖 5-1-1 與圖 5-1-2 分別為設計的微帶天線尺寸以及實體圖。圖 5-1-3 為微帶天線之反射損耗之模擬圖，從 76.5GHz 到 77.5GHz 皆低於-10dB。圖 5-1-4 為微帶天線之反射損耗量測結果，量測結果與模擬結果相當接近，頻寬比模擬結果稍寬。由於微帶天線為整組天線系統之餽入天線，故其單一微帶天線的輻射場型並不是重點，實際輻射之場型會與號角天線有較大的關係。

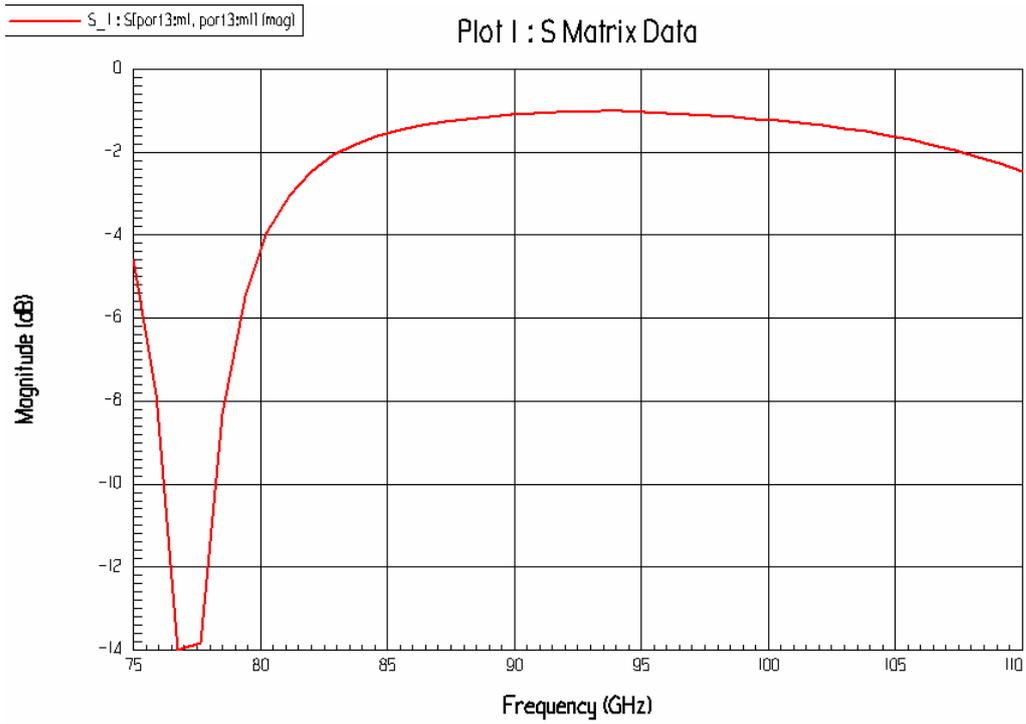


圖 5-1-3 微帶饋入天線反射係數模擬結果

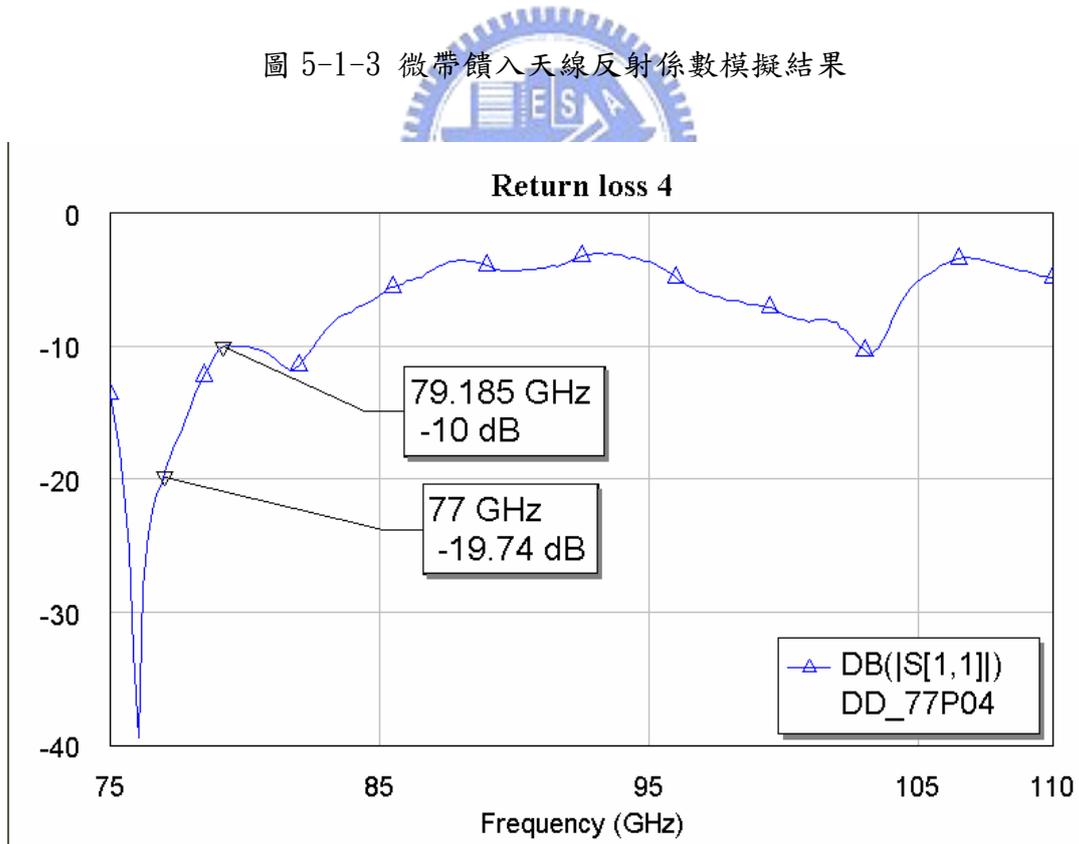


圖 5-1-4 微帶饋入天線反射係數量測結果

## 5-2 號角天線

號角天線高度與張開角度會決定阻抗匹配難易程度，張開孔徑決定其天線的輻射增益。號角天線高度為10mm，開口為直徑8mm的圓形，圖5-2-1為號角天線示意圖。圖5-2-2為號角天線反射損耗之模擬結果，以77GHz為中心頻率，圖5-2-3為號角天線量測結果，其頻寬為75~78GHz，與模擬結果相當接近圖5-2-4為號角天線場型模擬結果。圖5-2-5為號角天線場型之量測結果(a)為E-Plane(b)為H-Plane。號角天線峰值(Gain)增益模擬為15dBi，量測結果為12dBi。E-plane半功率主波束寬度(HPBW)為21.4度，H-plane半功率主波束寬度(HPBW)為27度。號角天線置放於微帶饋入天線上方，開口位於透鏡天線之焦點上。圖5-2-6為號角天線局部放大圖，分別為三個號角天線，從圖5-2-6中可見饋入天線位於號角天線底做開口之中心位置。由於號角天線位於饋入天線上方，故與整個機殼罩設計在一起，除了可以一體成型降低製作成本外，此機殼也可以達到做機械與電磁防護之功能。機殼四端由螺絲與背板相連外，為了防止機殼上的號角天線的接地問題，號角天線底座外圍金屬部分，向外延伸接觸到背板金屬，以提供較良好的接地訊號。

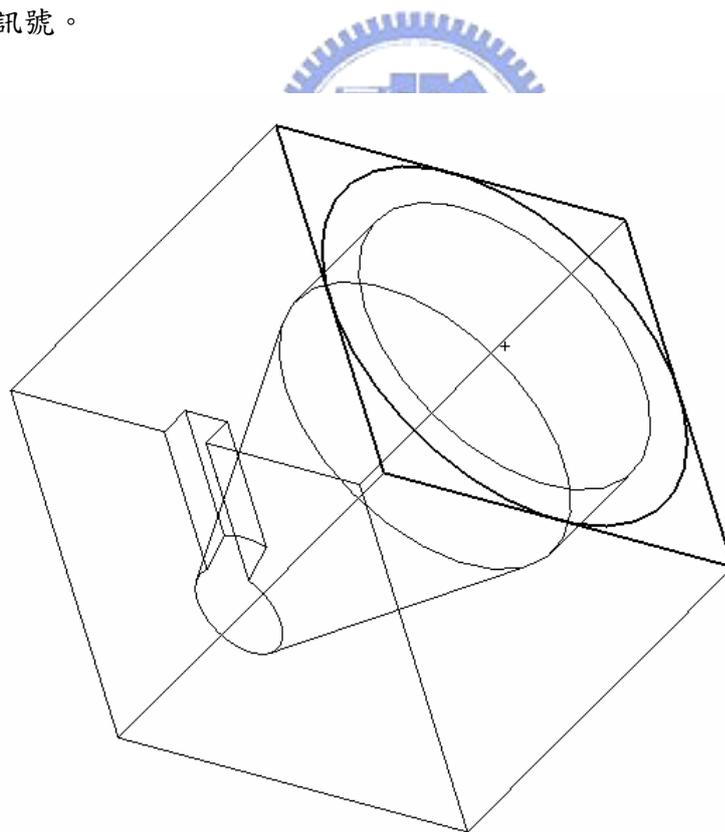


圖 5-2-1 號角天線示意圖

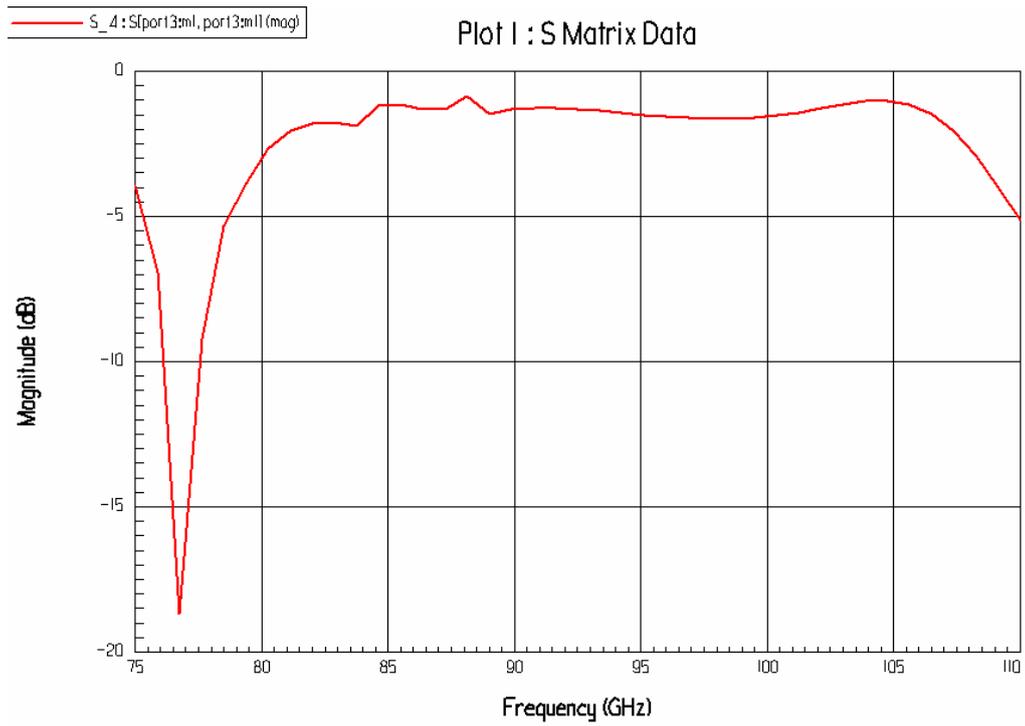


圖 5-2-2 號角天線反射係數模擬結果

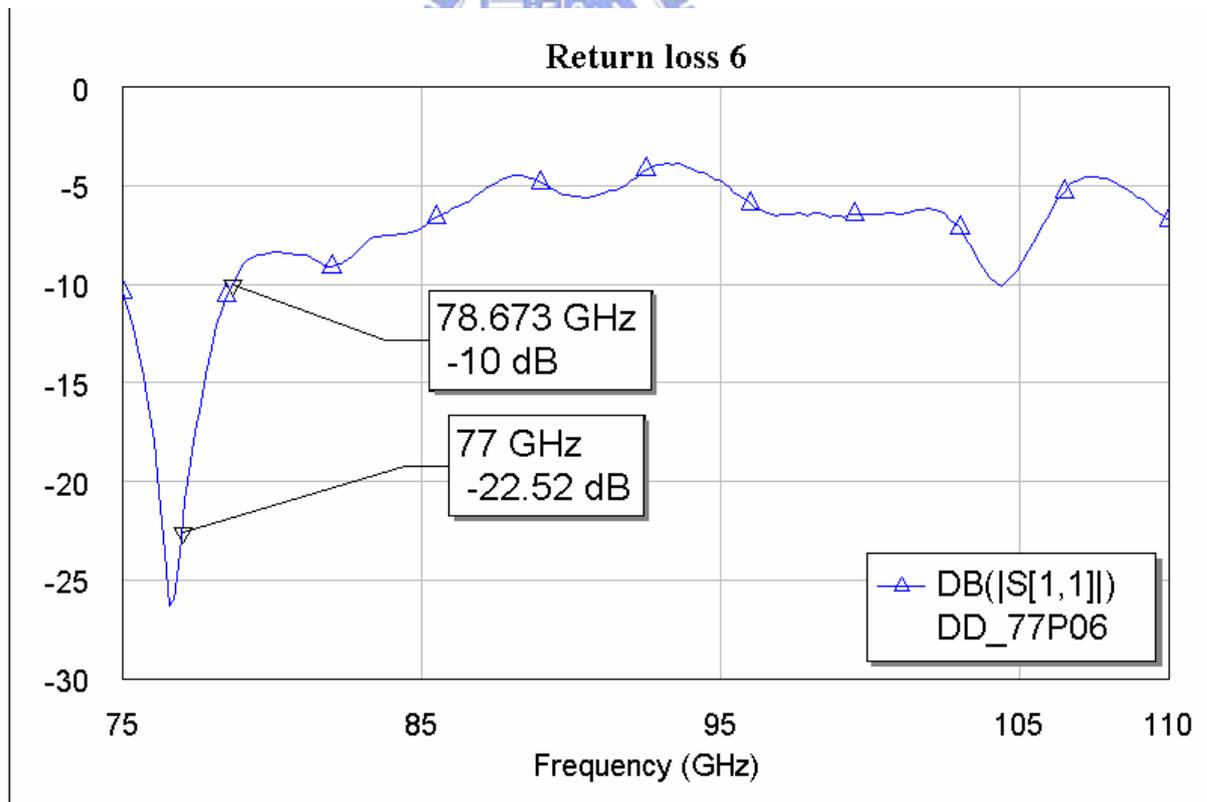


圖 5-2-3 號角天線反射係數量測結果

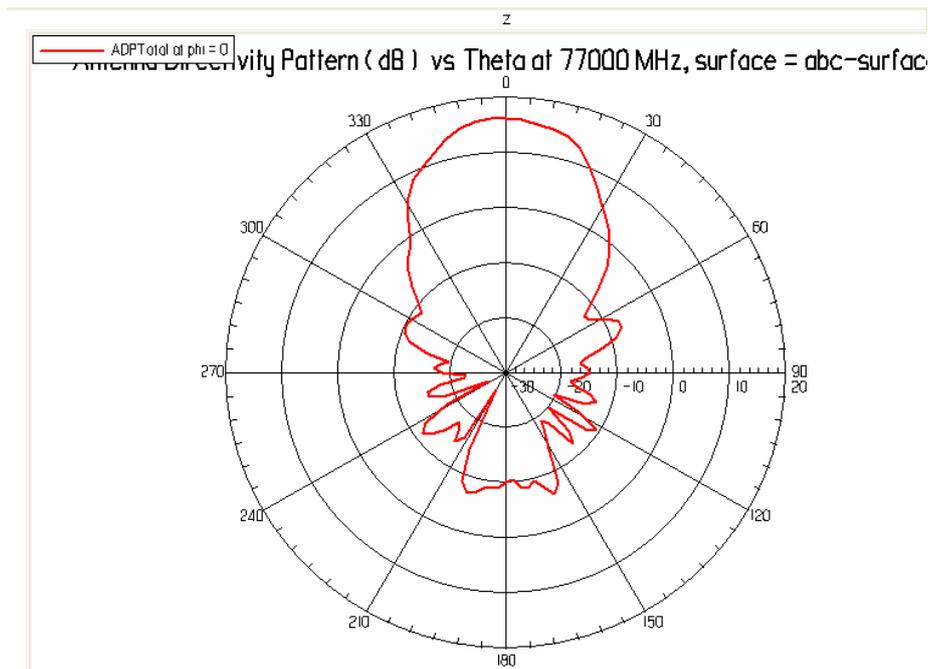


圖 5-2-4 號角天線輻射場型模擬結果

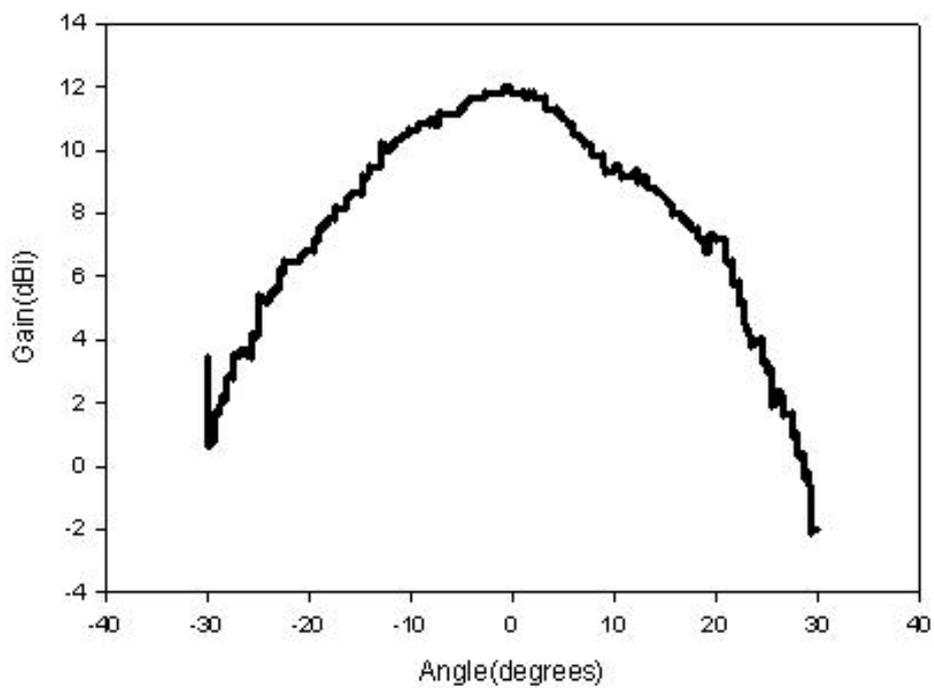


圖 5-2-5 號角天線輻射場型量測結果 E-plane

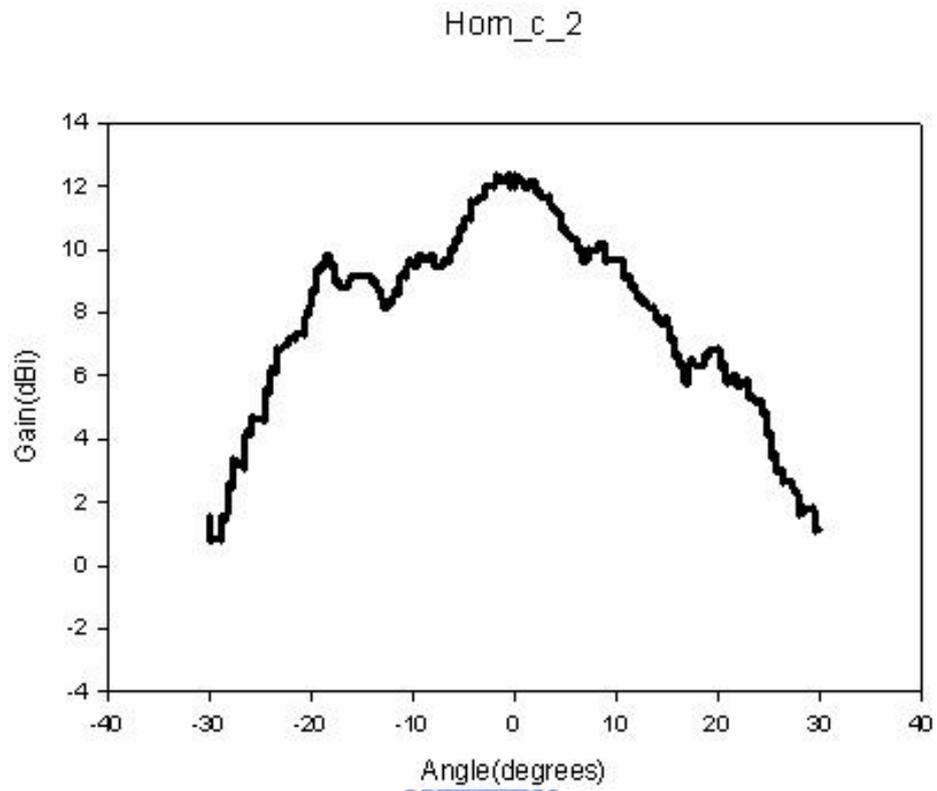


圖 5-2-6 號角天線輻射場型量測結果 H-plane

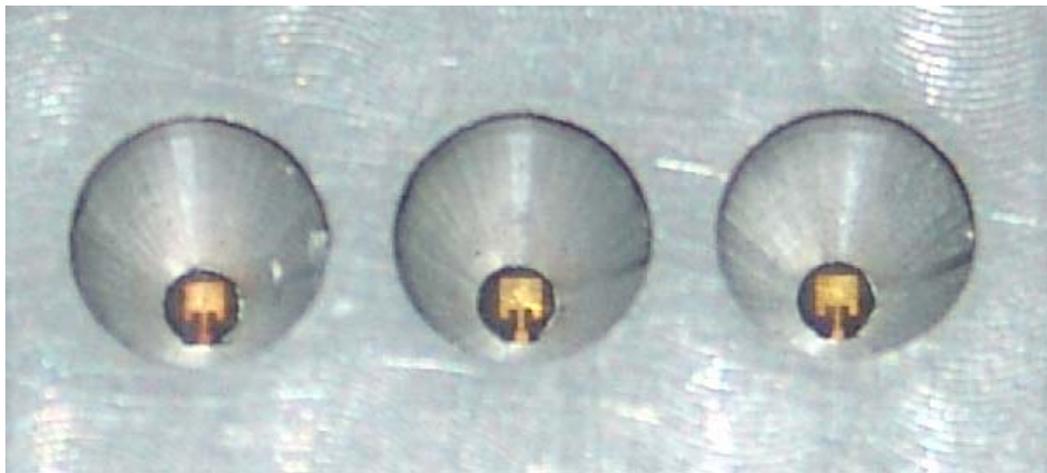


圖 5-2-7 號角天線實體局部圖

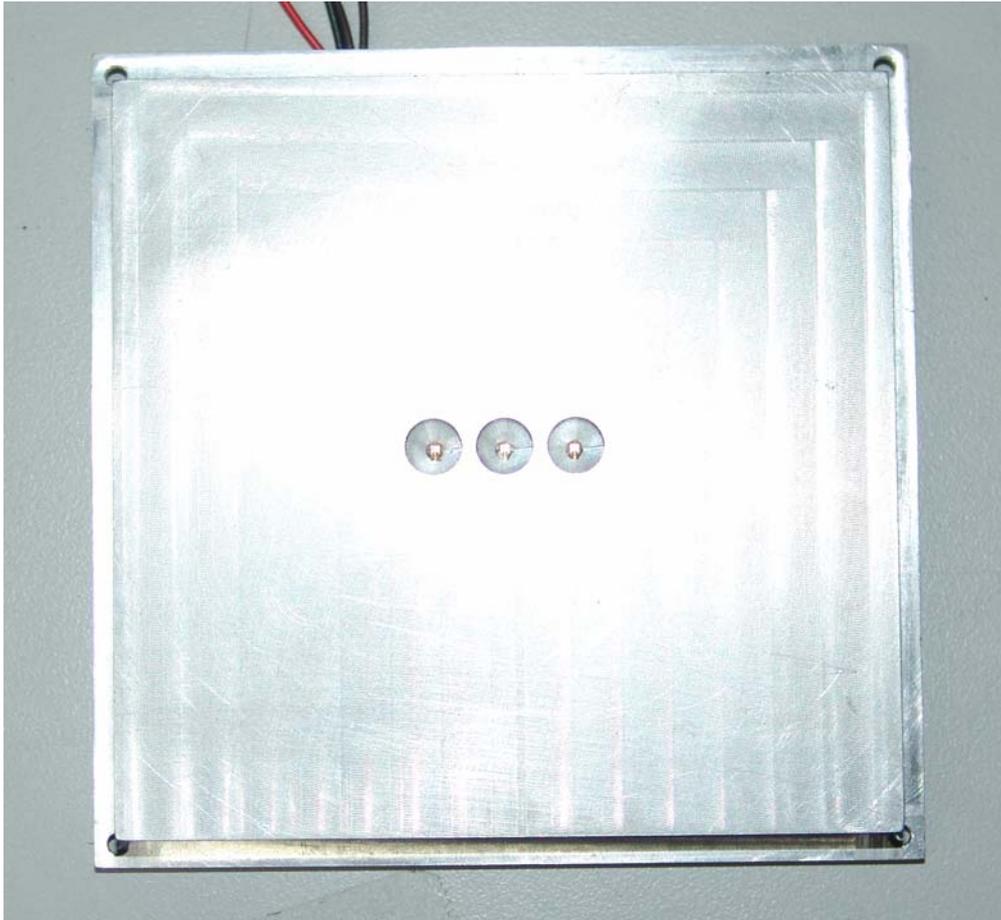


圖 5-2-8 號角天線實體全圖

### 5-3 透鏡天線

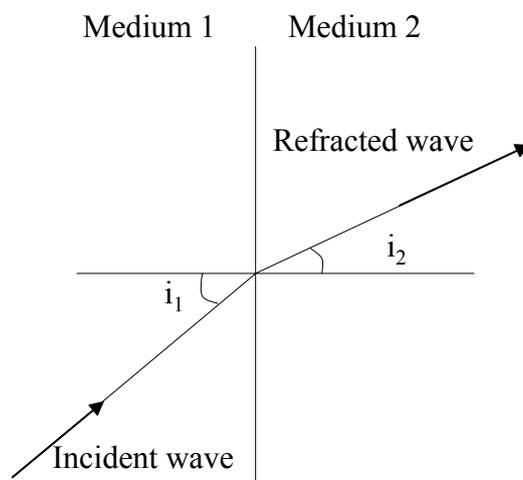


圖 5-3-1 兩介值中的折射示意圖

圖 5-3-1 為兩介值中的折射示意圖，電磁波的折射關係符合司乃爾定律 (Snell' s Law)，如下

$$n_1 \sin i_1 = n_2 \sin i_2$$

其中  $n_1$ ,  $n_2$  分別為兩介值的折射率

$i_1$ ,  $i_2$  分別為入射角與折射角

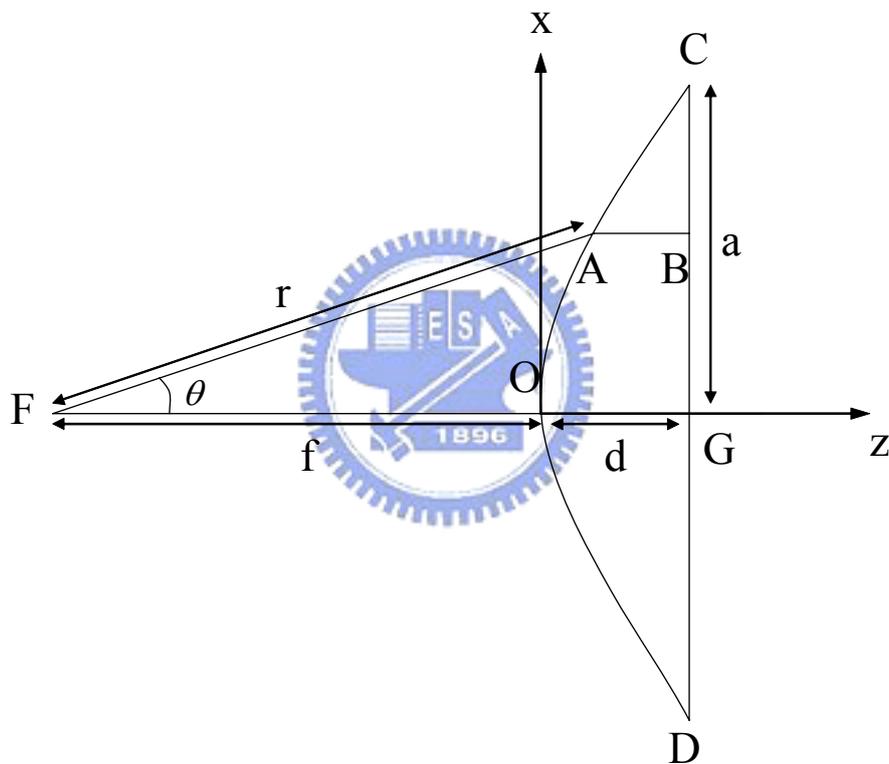


圖 5-3-2 透鏡天線設計示意圖

透鏡天線架設在雷達的最外面，為了幾何造型的考量，將最外面的曲線設計為平面，以便未來可以整合到車輛的外觀中。由透鏡天線的焦點 F 輻射出來的電磁波，往經過透鏡天線到 CD 平面，我們希望在 CD 平面上的相位分佈為同相位，故可以得到下式：

$$r + n(f + d - r \cos \theta) = f + nd$$

由此方程式我們可以得到透鏡天線的 AOD 曲面。

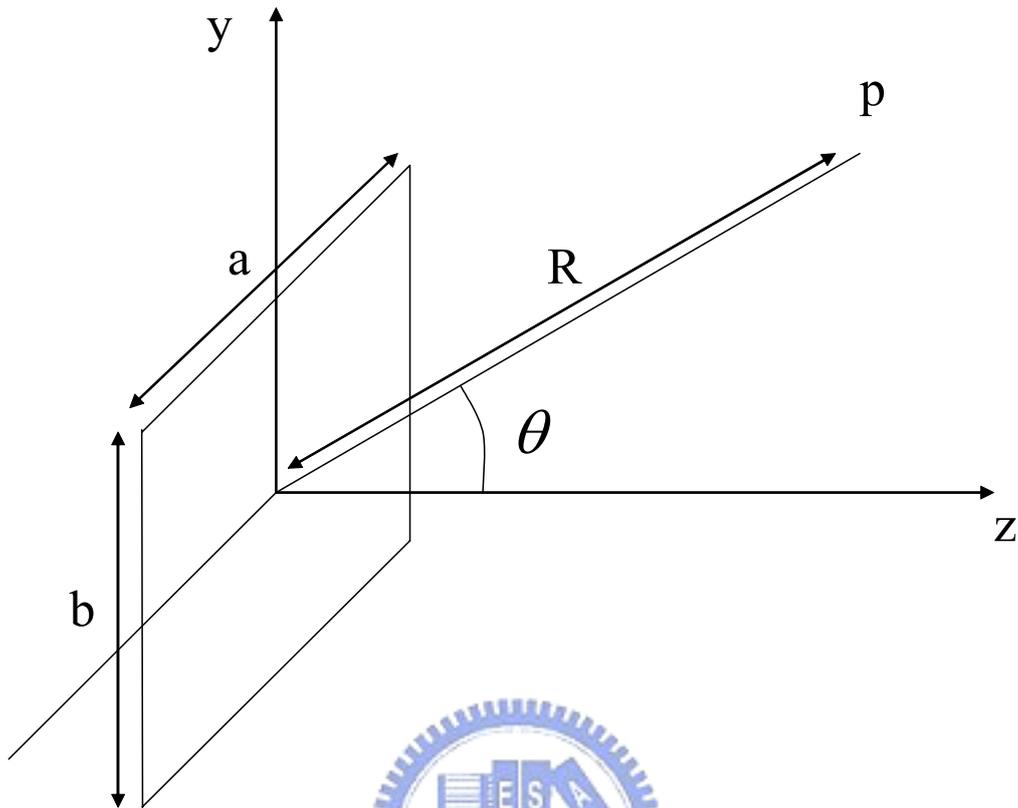


圖 5-3-3 矩型平面孔徑輻射示意圖

圖 5-3-3 為矩型平面孔徑輻射示意圖，輻射場型可以計算如下：

$$E_p = \frac{j(1 + \cos \theta)}{2\lambda_0 R} e^{-jk_0 R} \iint_A F(x', y') \exp[jk_0 \sin \theta (x' \cos \phi + y' \sin \phi)] dx' dy'$$

其中

$E_p$  為在圓柱座標空間中  $P$  點電場強度

$F(x', y')$  為孔徑的電場強度分佈

$\lambda_0$  為自由空間中的波長

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$  為自由空間中的傳播常數

$$F(x', y') = f(x')g(y')$$

對於邊長為  $a$ ,  $b$  的矩型孔徑輻射場型可以寫成

$$G(\theta, \phi) = \int_{-a/2}^{a/2} f(x') \exp(jk_0 x' \sin \theta \cos \phi) dx' \int_{-b/2}^{b/2} g(y') \exp(jk_0 y' \sin \theta \sin \phi) dy'$$

$$G_x(\sin \theta) = \int_{-a/2}^{a/2} f(x') \exp(jk_0 x' \sin \theta \cos \phi) dx'$$

$$G_y(\sin \theta) = \int_{-b/2}^{b/2} g(y') \exp(jk_0 y' \sin \theta \sin \phi) dy'$$

$$G_x(\sin \theta) = (\sin u)/u$$

其中  $u = (\pi a / \lambda_0) \sin \theta$

而電場強度分佈為錐形分佈 (tapered distribution)

$$f(x') = 1 + p \cos(\pi x'/a)$$

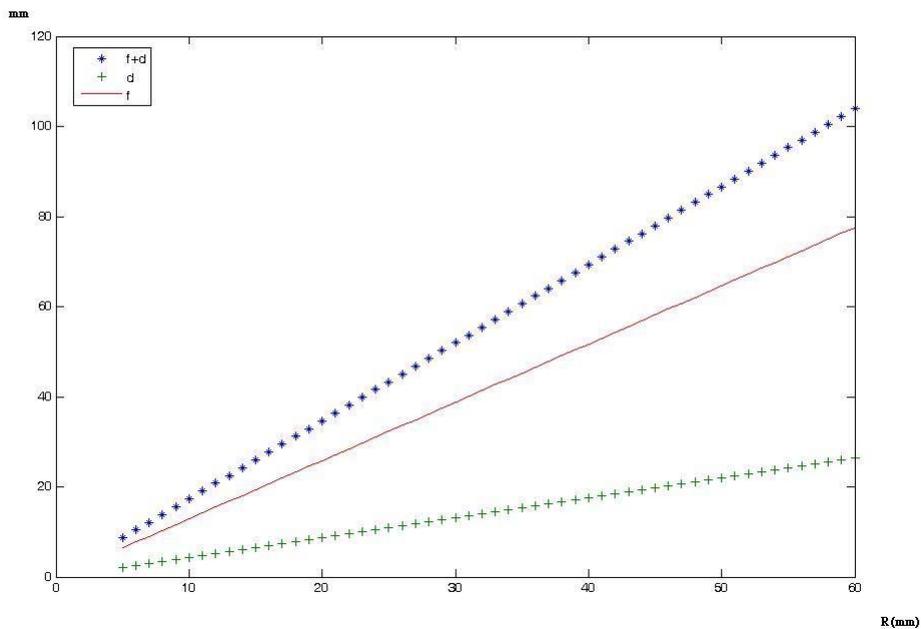


圖 5-3-4 透鏡厚度  $d$  與焦距關係  $f$

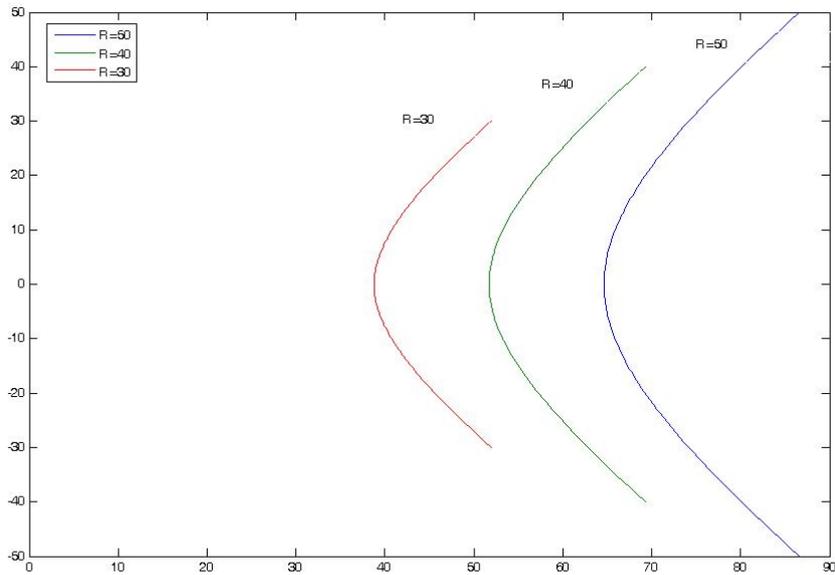


圖 5-3-5 透鏡曲線圖

根據前面所提到的理論，可以針對已有的號角天線輻射場型做計算，得到的透鏡焦距長度，透鏡厚度，以及透鏡曲線如圖(圖 透鏡厚度  $d$  與焦距關係  $f$  圖 透鏡曲線圖 )



圖 5-3-6 透鏡天線實體圖  
77GHz Antenna System Pattern

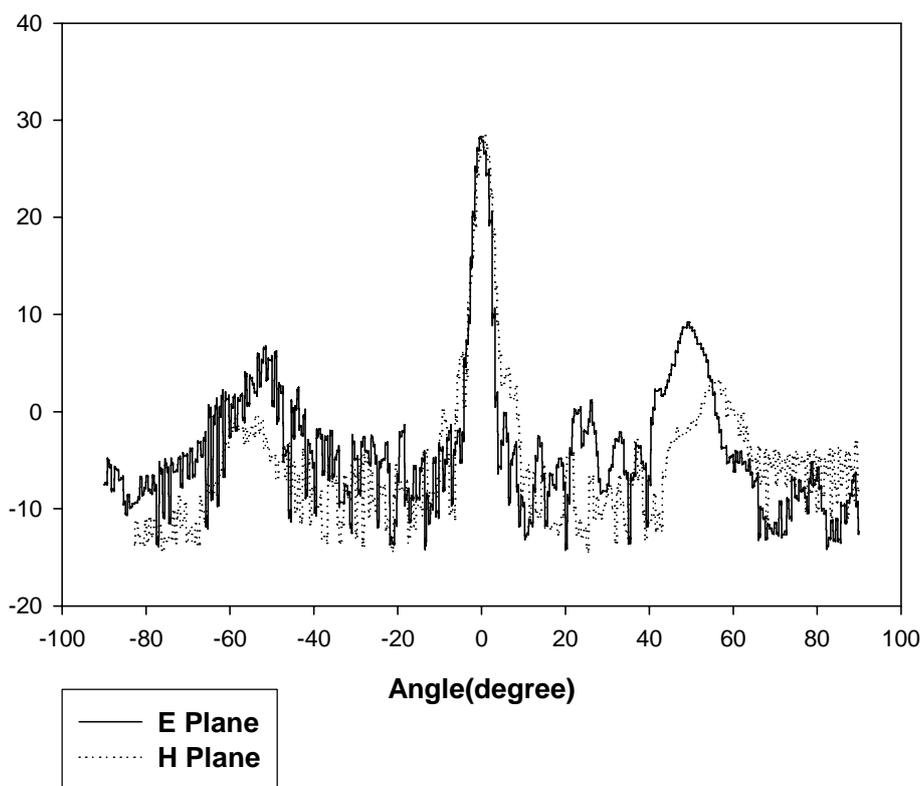


圖 5-3-7 天線系統輻射場型量測結果

天線的校能與雷達的特性有相當大的關係。由雷達方程式可知道，天線的增益越大，可偵測的距離越遠，由與本論文提出的架構是使用單一天線系統作訊號發射與接收天線，故天線的峰值增益必須越大越好。天線輻射的角度會決定雷達系統偵測的範圍，在此應用中希望單一天線偵測的範圍落在一個車道。一般商用規格的要求大約為半功率主波束寬度為 3 度左右。所設計的透鏡天線尺寸，孔徑半徑為 100mm 的圓形。

圖 為整個天線系統量測得到的輻射場型。由圖中可以看到，量測的峰值增益為 28.5dBi。在 E-plane，旁波束可抑制低於主波束峰值 20dB。在 H-plane 則可抑制低於主波束峰值 23dB。半功率主波束寬度在 E-plane 與 H-plane 分別為 2.16 度和 2.88 度。10dB 主波束寬度在 E-plane 與 H-plane 皆約為 4.6 度。而由圖中所示，在左右 50 度的地方有比較大的值出現，主要原因為量測時，透鏡天線是使用金屬殼裝在雷達上，大約在 50 度左右的角度剛好會使電磁波經過金屬殼反射到號角天線上，故在此角度會有比較大的值出現。若要改善此角度的反射量，可在金屬殼內部約略會出現反射的地方加上金屬薄片擋住可能的反射路徑。

量測得到的輻射場型如圖??在左右 50 度的地方，可看到輻射場型有較明顯的壓抑。

另外改採用非金屬的機構外殼，亦可減少由機殼造成的內部反射。

flat\_horn\_E\_box\_4\_0213

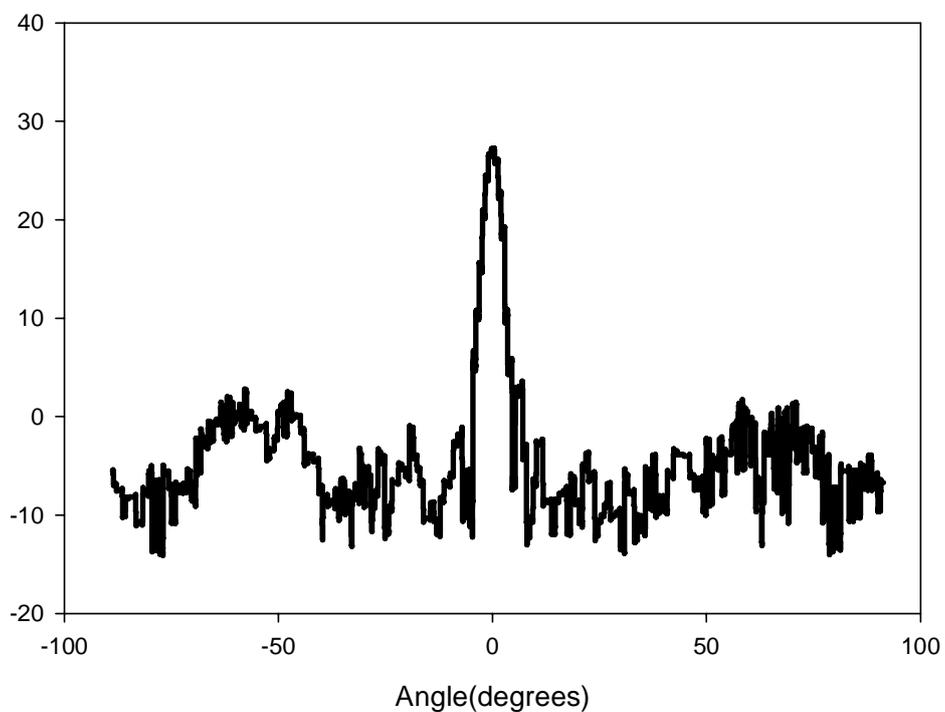


圖 5-3-8 旁波束抑制後量測場型

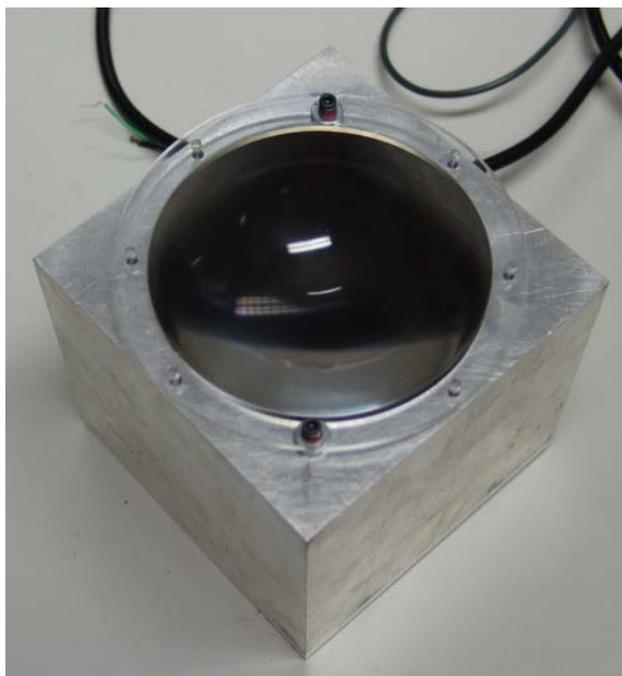


圖 5-3-9 透鏡天線裝置於金屬機構上

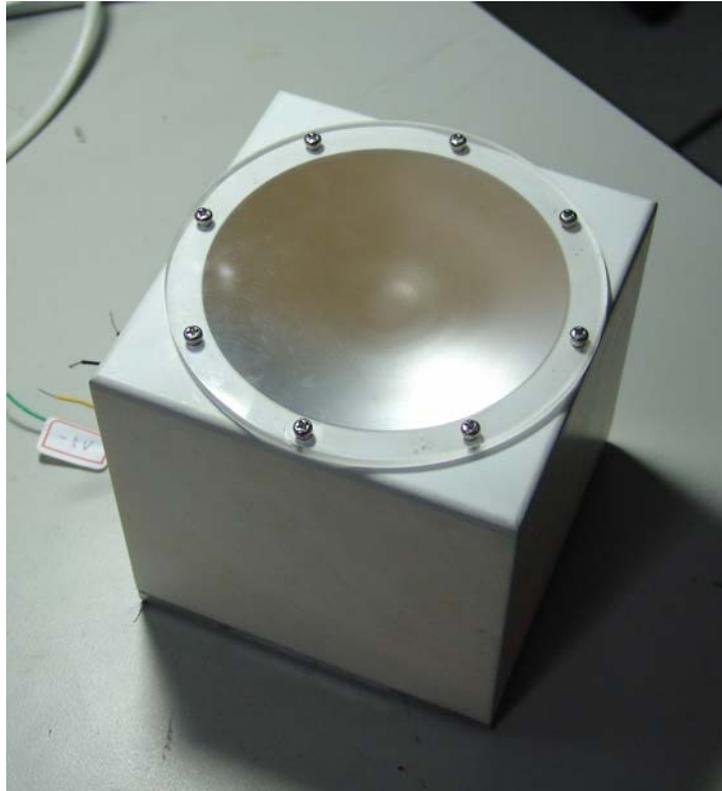


圖 5-3-10 透鏡天線裝置於塑膠機構上

#### 5-4 天線量測設備

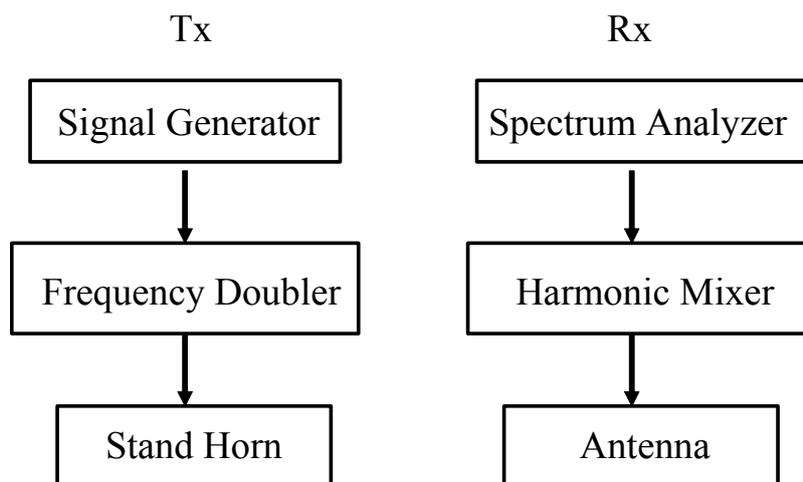


圖 5-4-1 天線場型量測設備

圖 5-4-1 為天線場型量測所使用的設備。發射端由訊號產生器產生訊號，由於訊號產生器可以發射的頻率最高只有到 40GHz，故在利用一個倍頻器將頻率從 38.5GHz 倍頻至 77GHz，在接到標準天線。接收端由天線接收發射端的訊號，送到混頻器，在接到頻譜分析儀上讀取訊號。校正時在接收端也是使用標準天線，量測在接上待測天線。由於待測天線之接頭為 SMA 接頭，而混頻器為波導管的接頭，故中間會用到波導管轉纜線的轉接頭。待測天線如圖??頻譜分析儀上所得到的訊號如圖，發射頻率為 77GHz，由於訊號是經由混頻器後得到的結果，故影像訊號及諧次相訊號在上面。所用到的儀器為 Agilent 8364B series swept signal，和 Agilent 8564E spectrum analyzer。

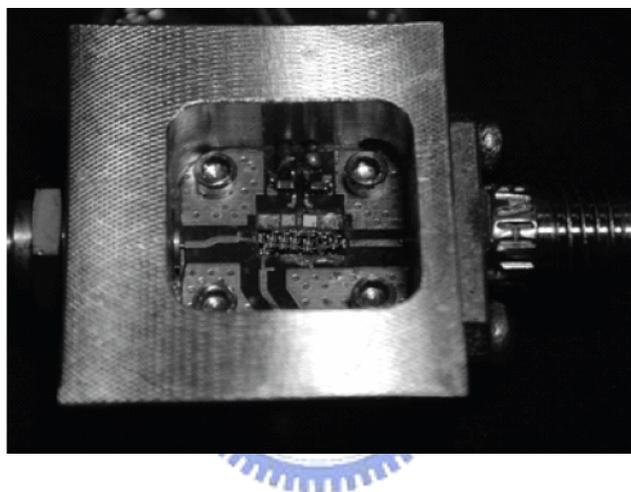


圖 5-4-2 倍頻器實體圖

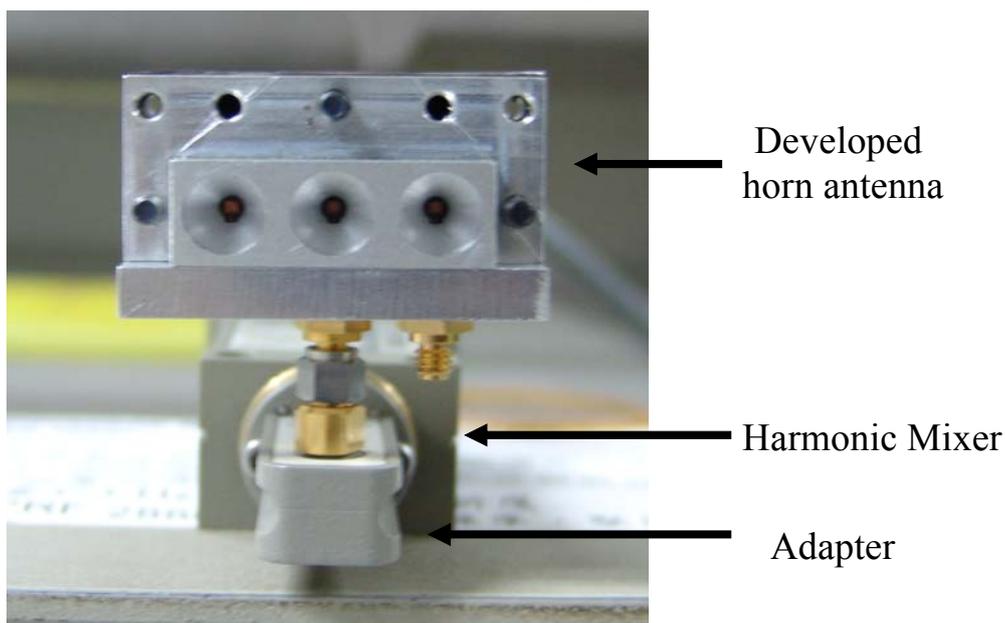


圖 5-4-3 待測天線組裝圖

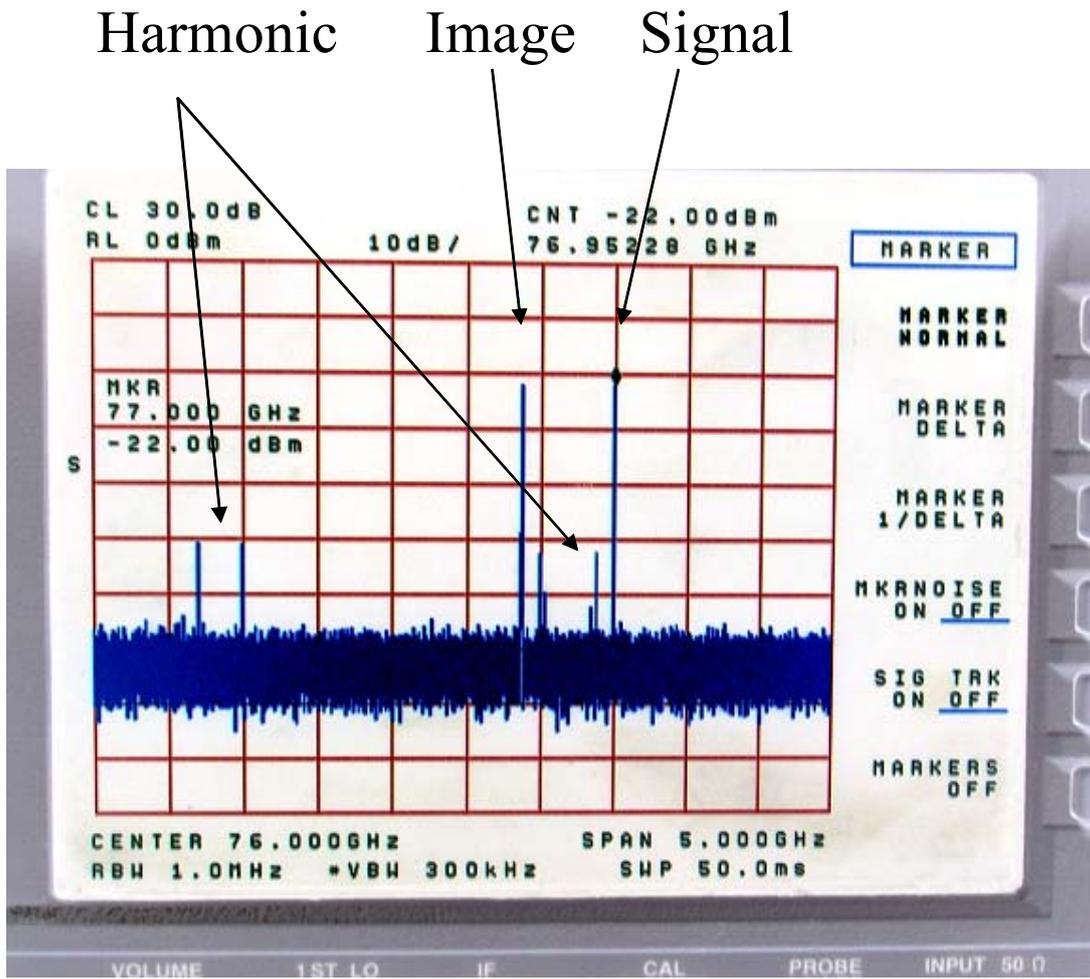


圖 5-4-4 77GHz 雷達輸出訊號量測圖形

## 第六章 周邊數位電路與機構

### 6-1 電源供應電路

雷達的電源供應電路提供整個雷達模組的電源，使整個雷達系統能夠在單一電源下操作，由於射頻模組中的部分電路需要先給負電源再給正電源以避免電路燒毀，故在電源電路的設計上，加上一個正負電源的偵測電路來達到此功能。圖 6-1-1 為電源電路供電示意圖，由外部電池提供較大的電壓，約 8V 到 12V 皆可，經過第一級的整流電路 (regulators)，得到 +5V 的電壓，此電壓供給雷達內部所有的電路使用，由於部分電路需要負電源的偏壓，故 +5V 的電源電路再經過第二級的電壓轉換電路以得到 -5V 的電壓。由於 +5V 的電源只經過一級的電路，而 -5V 電源需要經過兩級，所以必須在正電源接上射頻模組前中間經過一個偵測電路，偵測電路如同一個開關，當負電源未給到射頻模組前，會先將正電源擋住，等待負電源給到射頻模組後，再讓正電源通過。

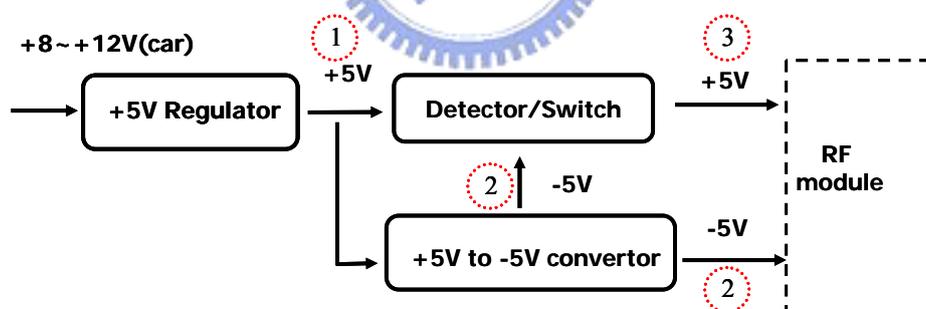


圖 6-1-1 電源電路供電示意圖

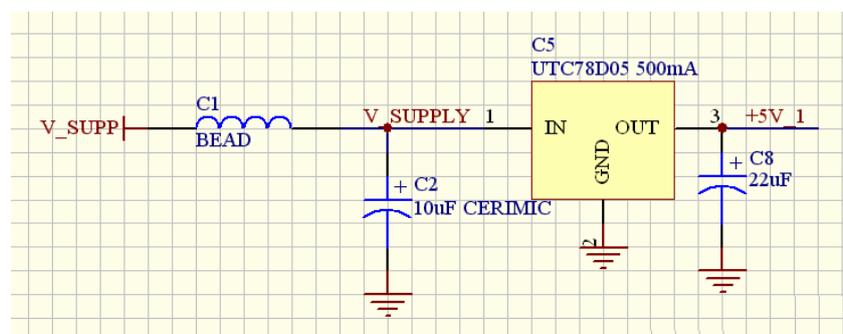


圖 6-1-2 電源電路

圖 6-1-2 為一般的電源電路圖，圖 6-1-3 為正電壓轉負電壓電源電路，在電源電路的輸入端與輸出端都有濾波器的設計，以降低電源雜訊，電源雜訊過大很容易就直接影響到電路的效能而產生雜訊，尤其對於長距離的測距雷達系統而言，需要有能力偵測到遠方物體回波的訊號而不要被電路的雜訊蓋過。當電源電路供給的電流越大時，雜訊會越大，另外電壓也會略有所下降，故在設計電源電路的供電量時，一般選用電路可輸出最大電流的 70~80%。在負電源電路的設計中，由於負電源的整流電路都是利用電容切換來輸出負電壓，故輸出電壓會隨著負載電流大大的衰減，圖 6-1-4 為 LTC1046 的輸出電壓與負載電流關係圖，負載電流約 30mA 時，輸出電壓就會從 -5V 降至 -4.2V 左右，很有可能會使雷達上的主動元件工作不正常。

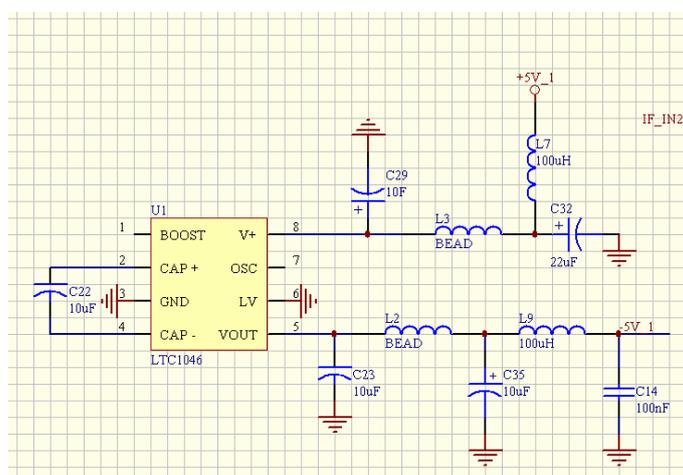
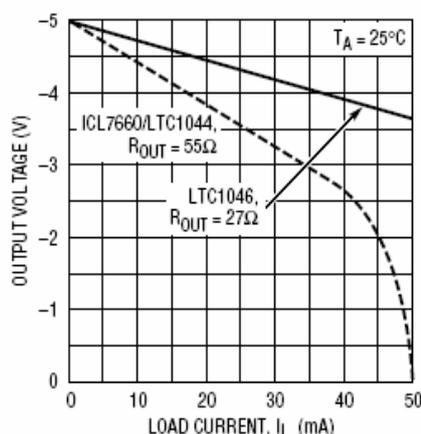


圖 6-1-3 正電壓轉負電壓電源電路

Output Voltage vs Load Current for  $V^+ = 5V$



1046 TA02

圖 6-1-4 LTC1046 輸出電壓與負載電流關係圖

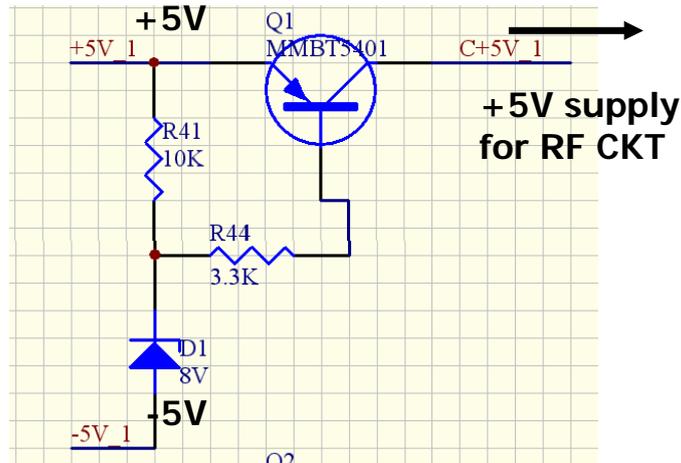


圖 6-1-5 正負電偵測電路

圖 6-1-5 為正負電偵測電路，利用一個大功率電晶體，兩個電阻以及齊納二極體完成，當正電抵達，而負電為抵達時，功率電晶體的汲極基極端跨壓太小，故電晶體不會打開。當負電到達時，齊納二極體會導通，流經電阻的電流變大，使功率電晶體導通，讓正電源可以供給到射頻電路。

圖 6-1-6 為+5V 電源雜訊量測圖，電源上的雜訊為 23mV (PK-PK)，圖 6-1-7 為-5V 電源雜訊量測圖，電源上的雜訊為 26mV (PK-PK)，此雜訊跟一般的儀器差不多。接上負載後量測的結果如圖 6-1-8 與圖 6-1-9 正電源在輸出 670mA 電流時，雜訊為 30mV (PK-PK)。負電源在輸出 30mA 的電流時，雜訊為 53mV (PK-PK)。由於負荷的電流增加導致雜訊增加，其中以負電源最為明顯。

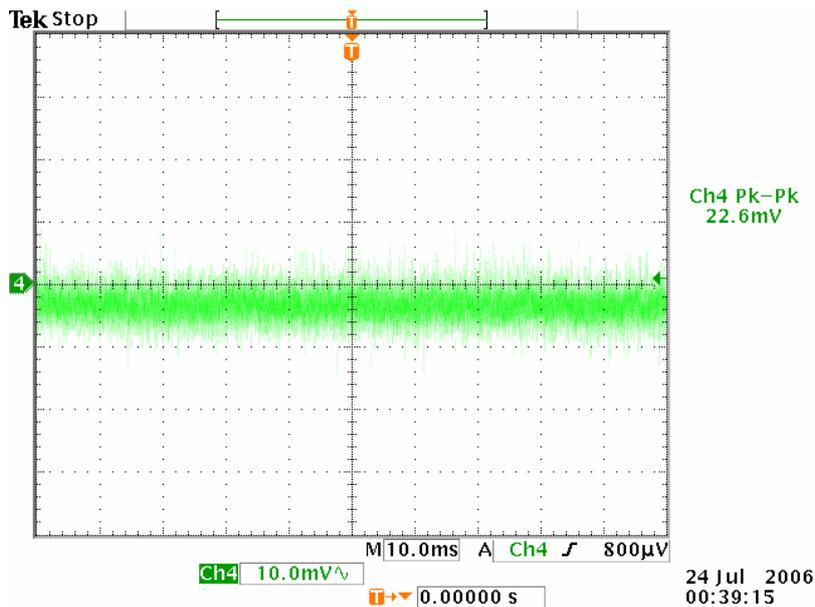


圖 6-1-6 +5V 電源雜訊量測圖

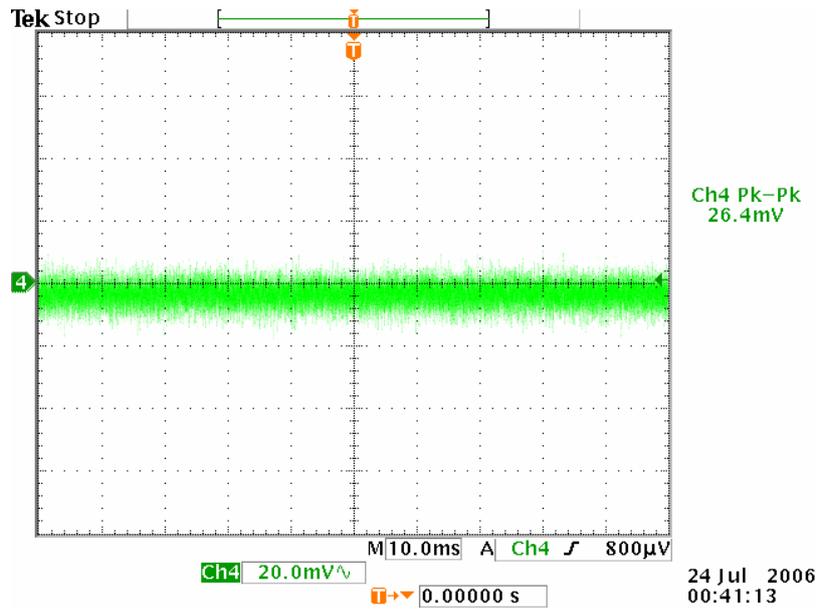


圖 6-1-7 -5V 電源輸出雜訊圖

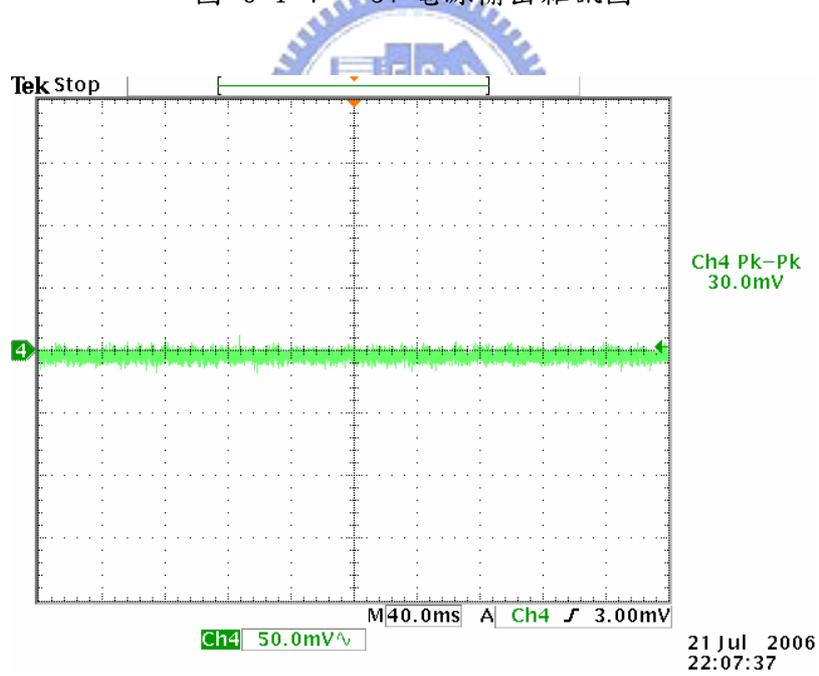


圖 6-1-8 接負載後+5V 電源輸出雜訊圖(670mA 負載電流)

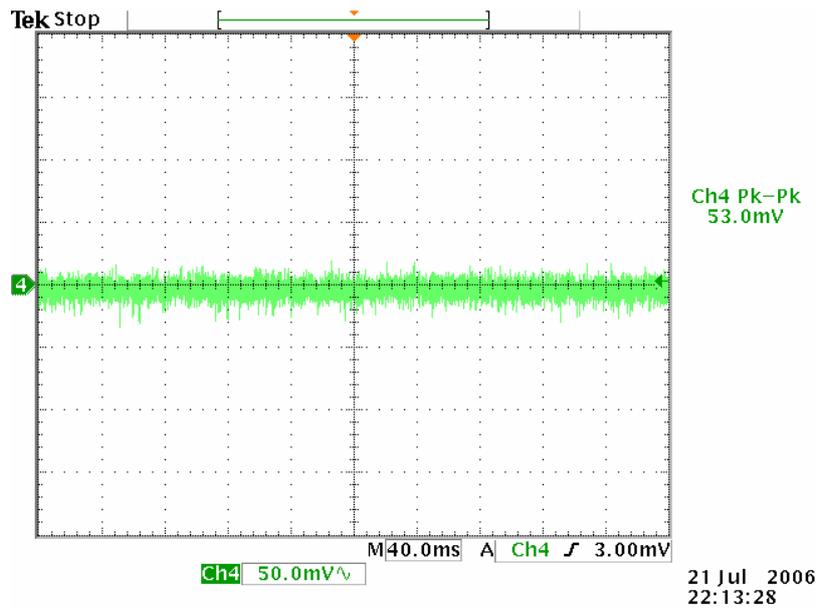


圖 6-1-9 接負載後-5V 電源輸出雜訊圖(30mA 負載電流)

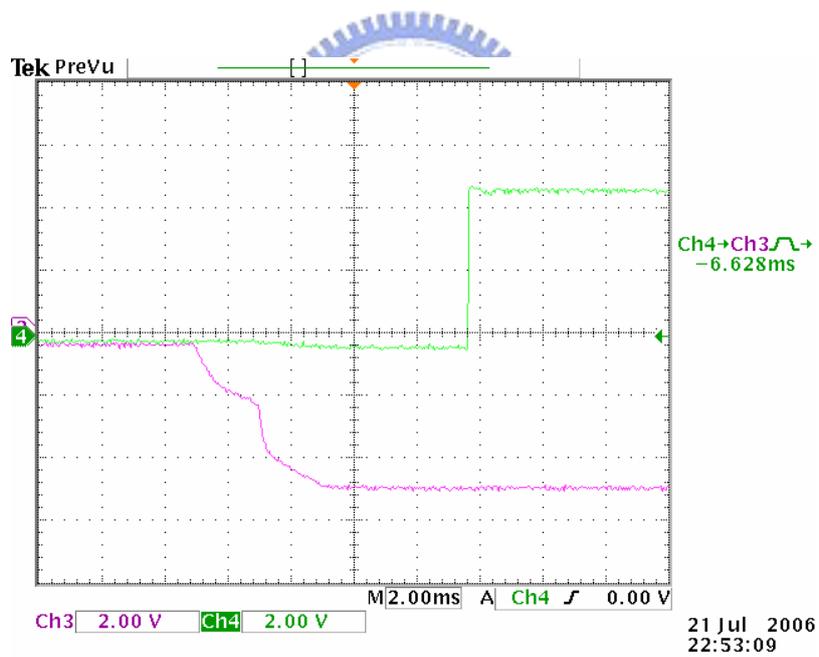


圖 6-1-10 正負電源輸出時序量測圖

圖 6-1-10 為正負電源輸出時序量測圖，可以看到負電源比正電源早了約 6ms 的時間。

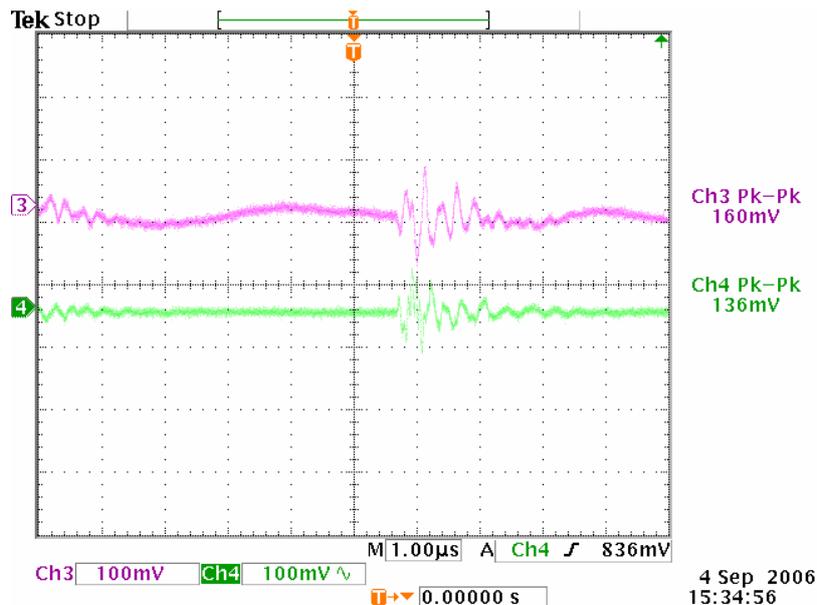


圖 6-1-11 電源雜訊對於放大器訊號的干擾量測圖

為了實際瞭解電源雜訊對於運算放大器訊號的干擾，我們選用了一個雜訊較大的電源供應器，並量測電源訊號以及運算放大器的訊號，運算放大器本身並沒有輸入訊號，輸入端接地的情況，可以從圖 6-1-11 看到電源雜訊對運算放大器的訊號造成干擾的程度，Ch3 為運算放大器的訊號，Ch4 為電源的雜訊。此種雜訊主要由於切換式電容的整流電路造成，也就是一般用來正電源轉換成負電源的電路，故從前面的量測也可以發現負電源的雜訊比正電源大出許多。

另外也針對兩種情況量測了電源雜訊在頻譜上的分佈，一種是電源上有明顯的交換式電容所產生的切換雜訊，但是整體的雜訊震幅電壓較小為 48.4mV (PK-PK)，另外一個情況是沒有明顯的切換雜訊，但是電源雜訊震幅較大，為 53.7mV (PK-PK)，從圖 6-1-12 與圖 6-1-13 可以看到電源雜訊震幅大的，但是切換雜訊不大的，雜訊多分佈在某一個頻段附近，另外會有少數幾個頻率會有較大的雜訊。而切換雜訊大的情況，雖然電源雜訊的震幅較小，但是從頻譜上看，可以看到頻譜上有雜散的訊號分佈在不同的頻率，這種情況是比較不適合做放大器的電源。

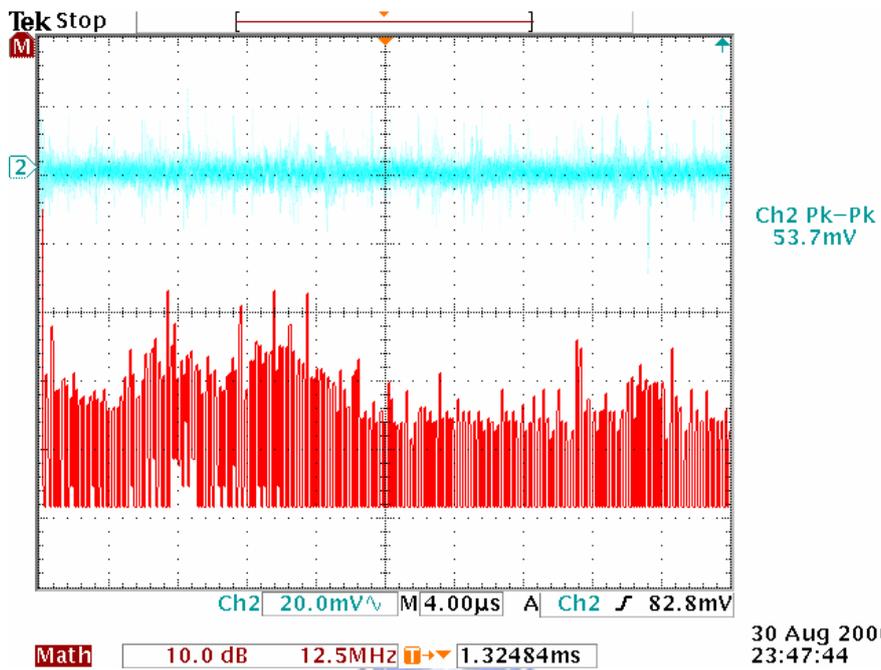


圖 6-1-12 A 電源雜訊

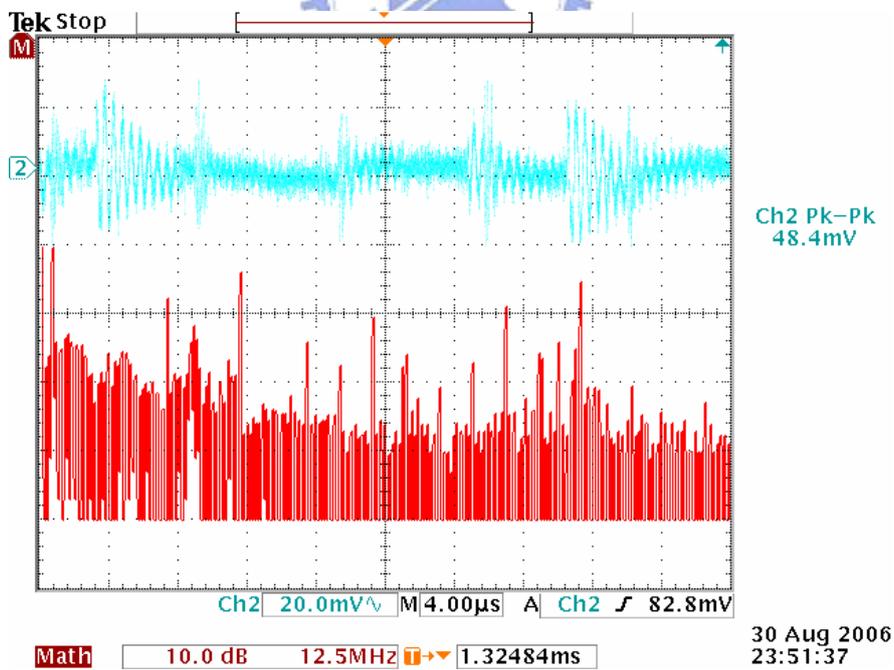


圖 6-1-13 B 電源雜訊

## 6-2 中頻放大器

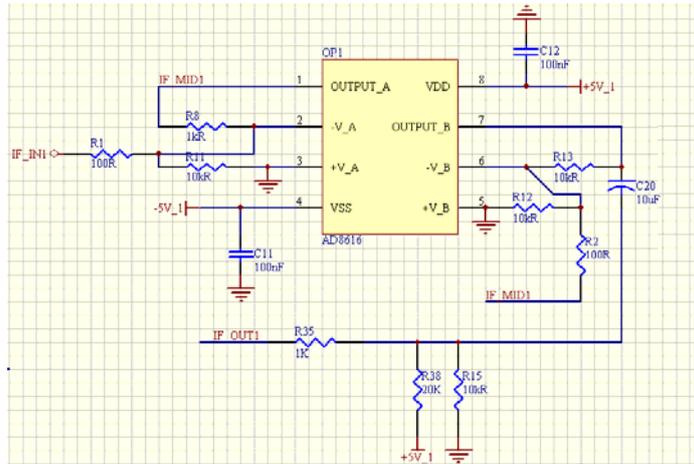


圖 6-2-1 中頻放大器

雷達的射頻模組解到的中頻訊號，由中頻放大器放大。中頻放大器是由兩級的運算放大器 (operational amplifier) 組成，組態為正向放大，在兩級的中間加上耦合電容，主要是阻絕運算放大器內部所造成的直流電壓偏移。而在訊號進入運算放大器之前，加上一個高通濾波器，主要目的是衰減低頻的訊號，由於雷達近距離所偵測到的物體，解得的訊號頻率較低，因為距離近，所以訊號較強；而遠距離的物體所解到的頻率較高，但由於距離遠，相對的訊號強度較小，適當的衰減低頻的訊號，可以使雷達的動態偵測範圍 (dynamic range) 縮小，降低後端的數位電路處理訊號的負擔。為了避免偵測到雷達截面積過大的物體，在中頻放大器的後端，加上截波電路，主要限制中頻放大器輸出的訊號介於 3.3V 到 0V 之間，當超過此範圍的訊號則會被截掉。目的為了保護數位訊號處理晶片，當輸入電壓超過此範圍，0~3.3V，會使數位訊號處理晶片不正常工作，使得調變電壓訊號跟著不正常，導致雷達無法正常工作。

## 6-3 混頻器偏壓電路

為了降低混頻器的轉換損失 (conversion loss)，將混頻器偏壓來減少混頻器的轉換損失，圖 6-3-1 為混頻器偏壓示意圖，此偏壓電路可以提供約 1mA 的直流電流，

，而偏壓電路各個元件值如下：

$$C_{\text{bias}}=10\mu\text{F}$$

$$C_{\text{IF}}=10\mu\text{F}$$

$$R_{\text{bias2}}=2.3\text{k}\Omega$$

$$R_{\text{load\_IF}}=50\Omega$$

而混頻器中的蕭基二極體常因電流，電壓以及靜電放電造成損壞，故在偏壓端以及中頻訊號輸出端接上雙向的二極體。如圖 6-3-2

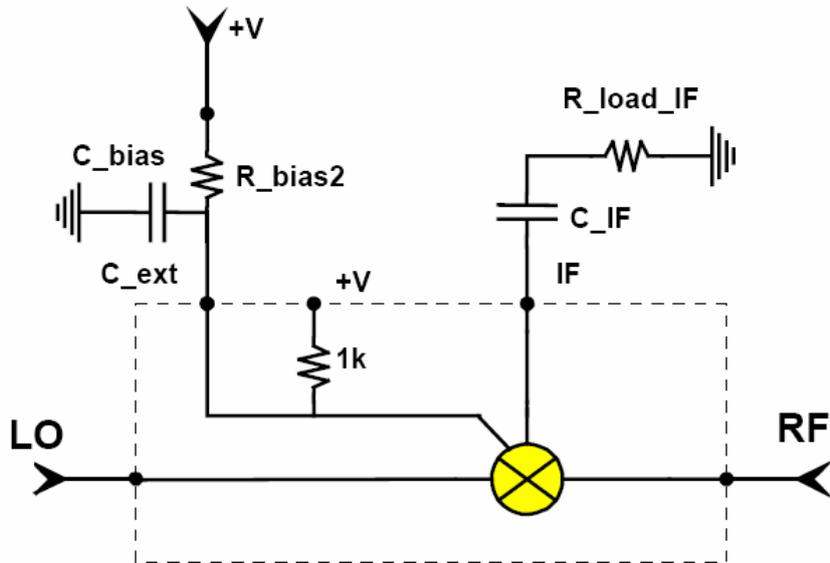


圖 6-3-1 混頻器偏壓示意圖

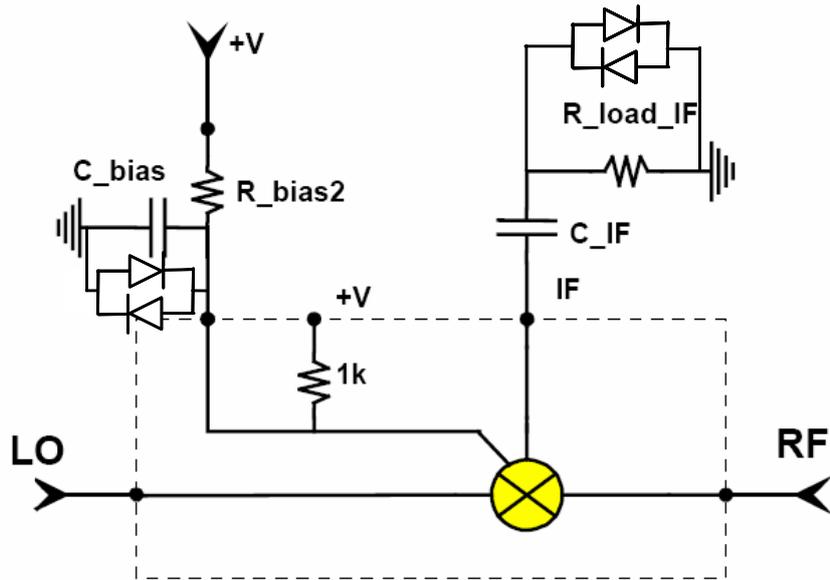


圖 6-3-2 改良後混頻器偏壓示意圖



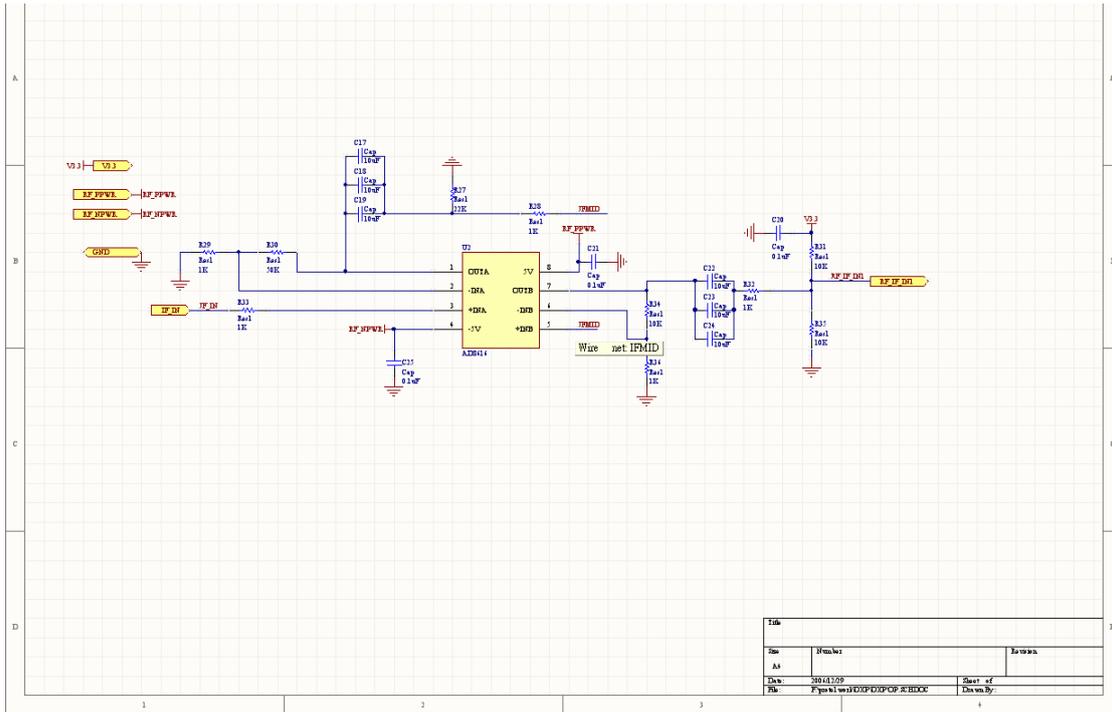


圖 6-4-3 雷達數位電路圖三

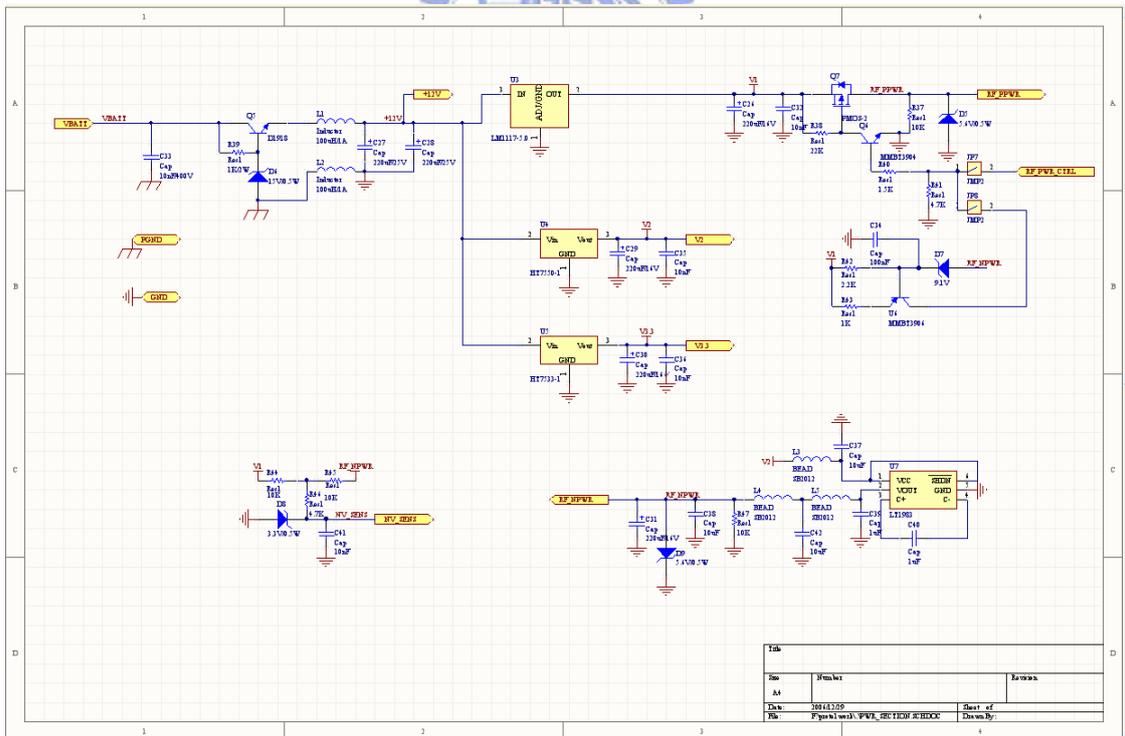


圖 6-4-4 雷達數位電路圖四



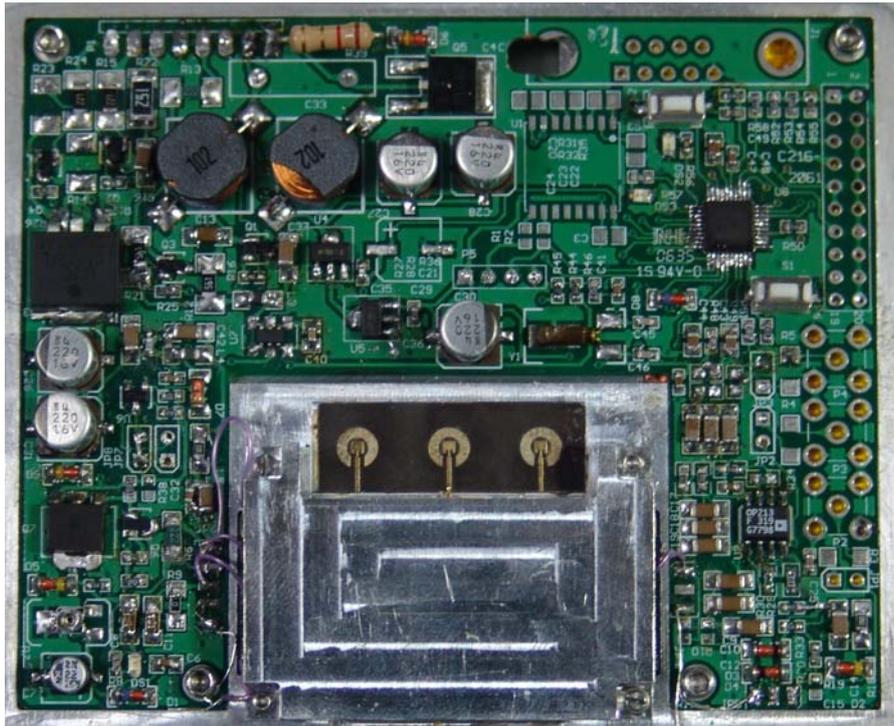


圖 6-4-7 雷達數位電路實體圖 第三版

圖 6-4-1 到圖 6-4-4 為雷達上的所有數位電路圖包括電源電路，中頻濾波器，中頻放大器，數位訊號處理晶片。

圖 6-4-5 到 6-4-7 分別為雷達數位電路各版的實體圖，第一版的電路提供三方向的射頻模組電源以及三組中頻訊號放大器，數位訊號處理電路以及中頻濾波器並未考慮在其中，由於整流電路實際可輸出的負載電流比預期中小，在整流電路間的使用被動元件濾波電路耗損過多電壓，也使得實際給到射頻電路模組的電壓偏低。

第二版電路將電源電路可提供的負載能力提高，加上了正負電偵測電路，並將電源電路與中頻電路分開放置，電源電路主要置於左側，而中頻訊號的走線則為於右側，以避免不必要的雜訊干擾。為了改善中頻訊號的處理能力，也加上了中頻濾波器。

第三版電路將電源電路加上了大量的保護電路與電源間的濾波電路，以及測試用的腳位，而電源電路也使用較多級的設計，將提供射頻電路的電源、中頻訊號放大器電源和數位訊號處理電路的電源分開使用不同電路提供，主要是把數位電源和類比、射頻電源分開避免雜訊互相干擾，佈局配置將電源集中在左側，右側為中頻濾波器與放大器，右上方為數位訊號處理電路。

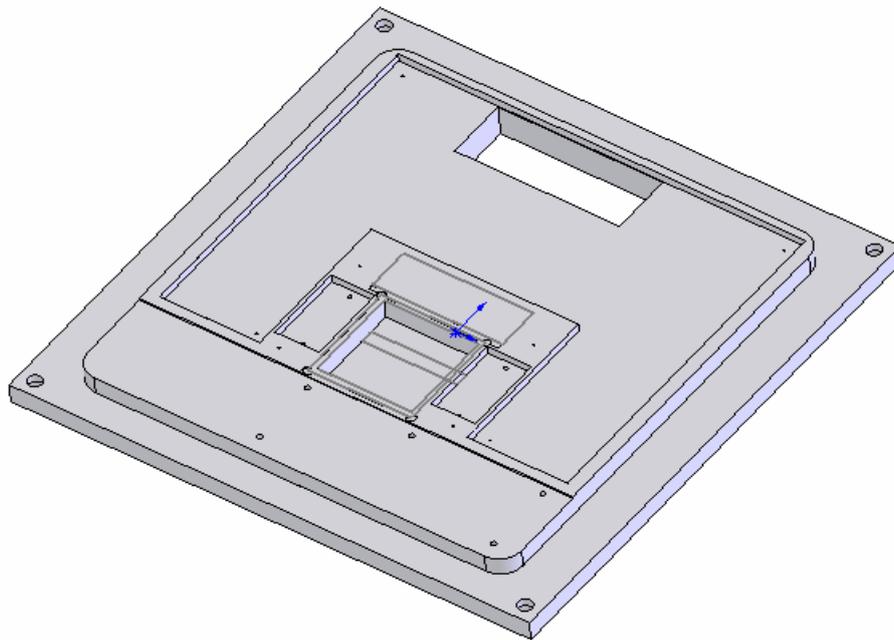


圖 6-4-8 雷達模組底座機構圖

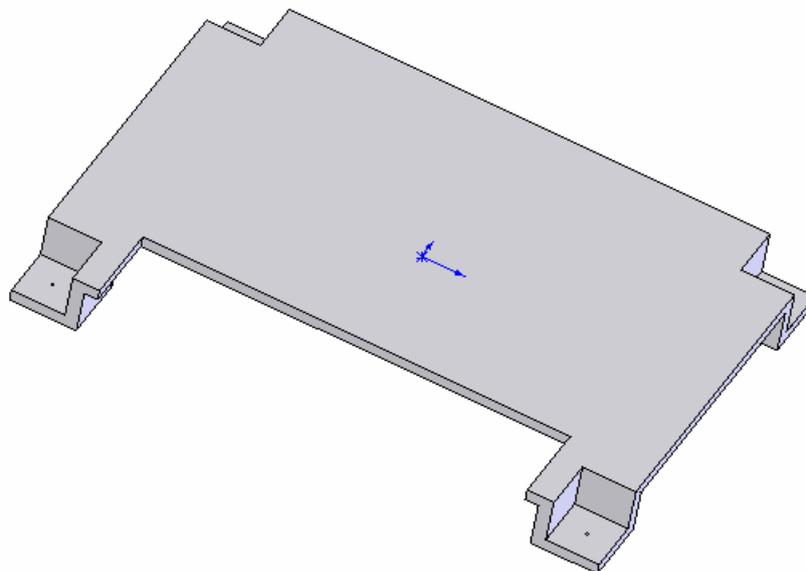


圖 6-4-9 射頻模組上蓋機構正面圖

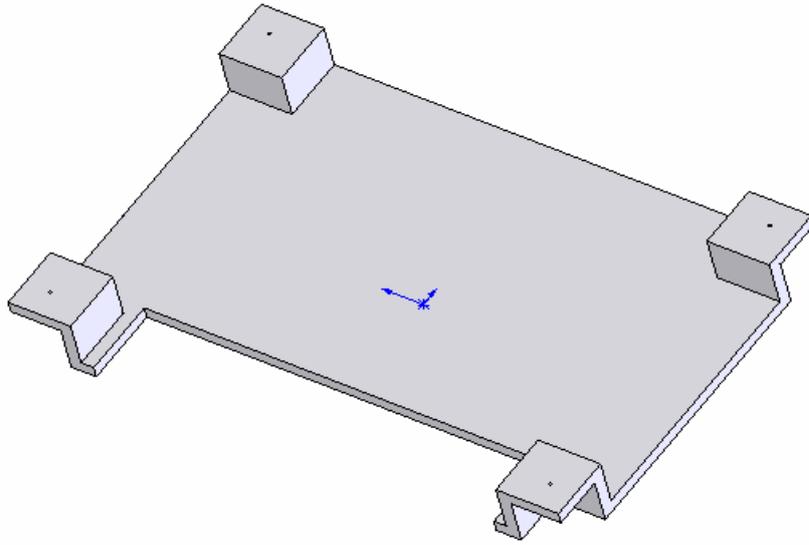


圖 6-4-10 射頻模組上蓋機構背面圖

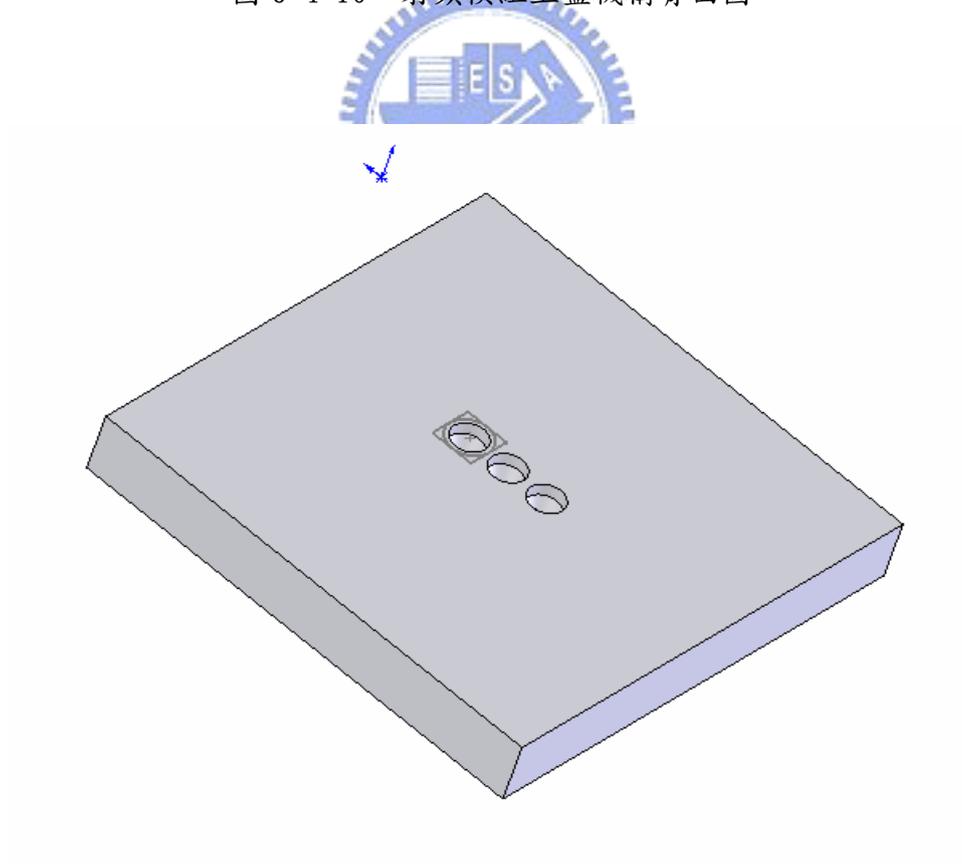


圖 6-4-11 雷達系統上蓋與號角天線正面機構圖

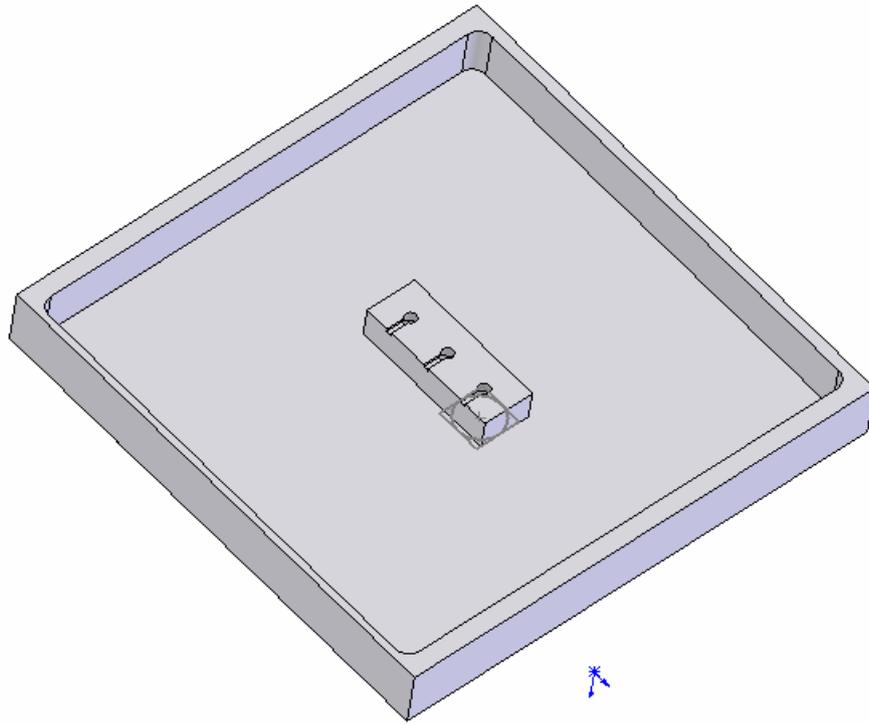


圖 6-4-12 雷達系統上蓋與號角天線背面機構圖

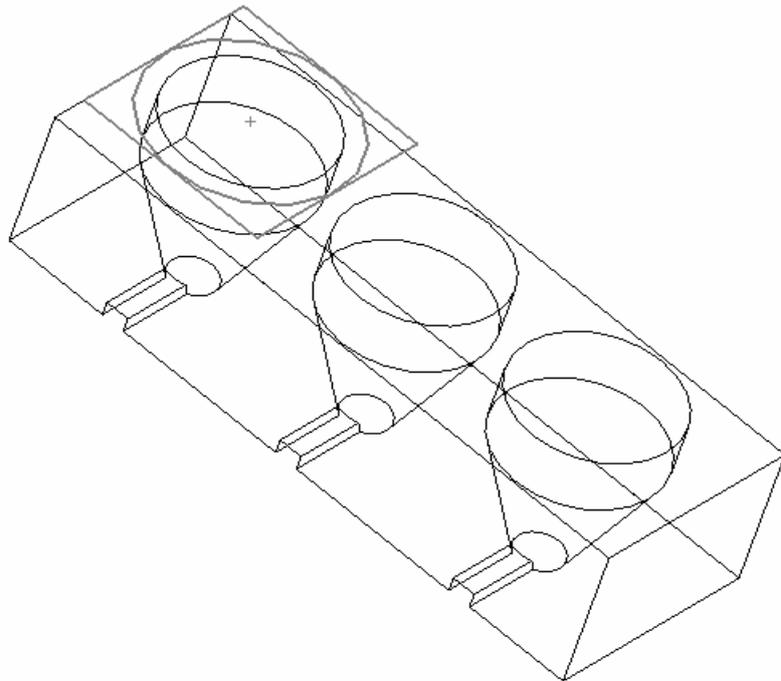


圖 6-4-13 號角天線結構圖

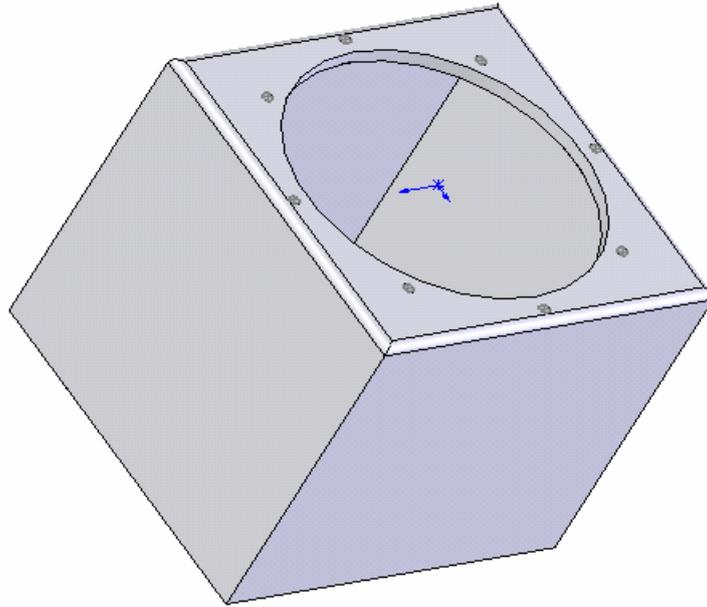


圖 6-4-14 雷達罩機構圖正面

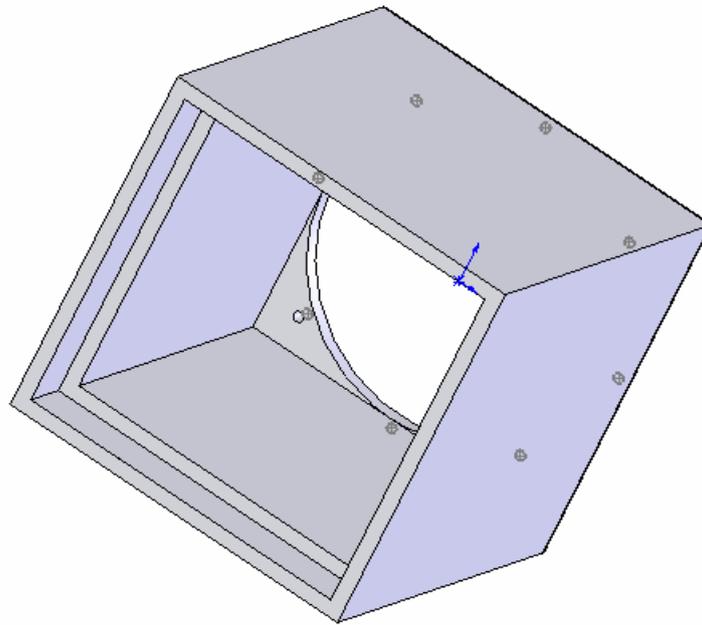


圖 6-4-15 雷達罩機構圖背面

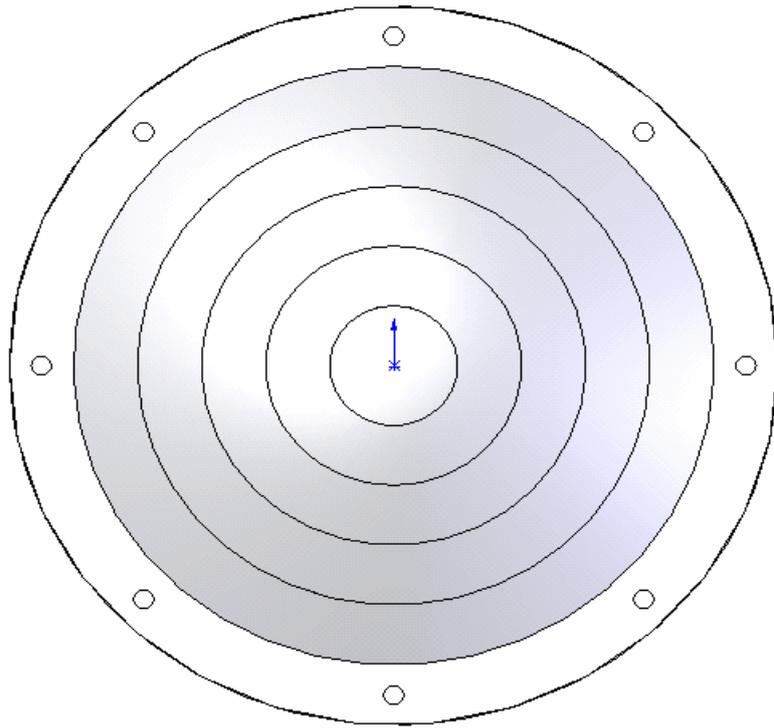


圖 6-4-16 透鏡天線正面幾何結構圖

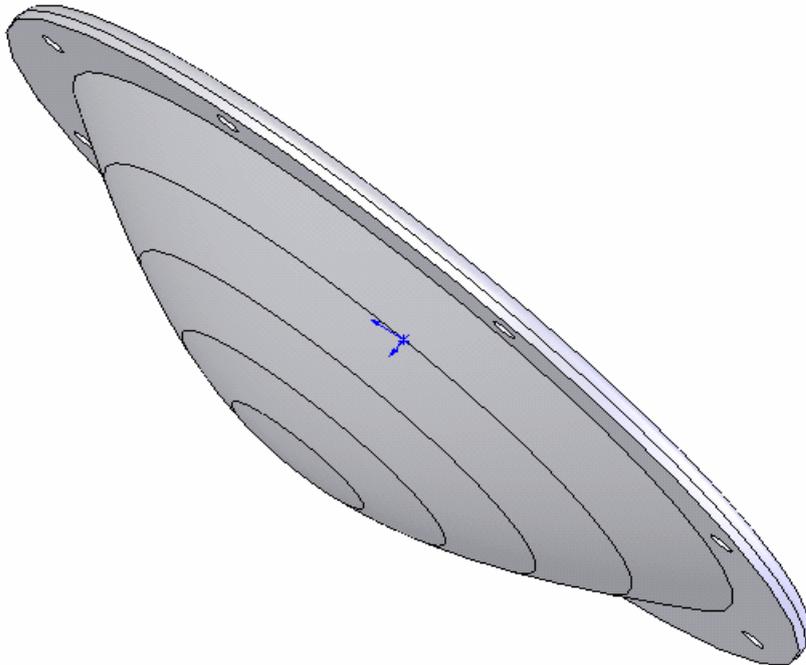


圖 6-4-17 透鏡天線側面幾何結構圖

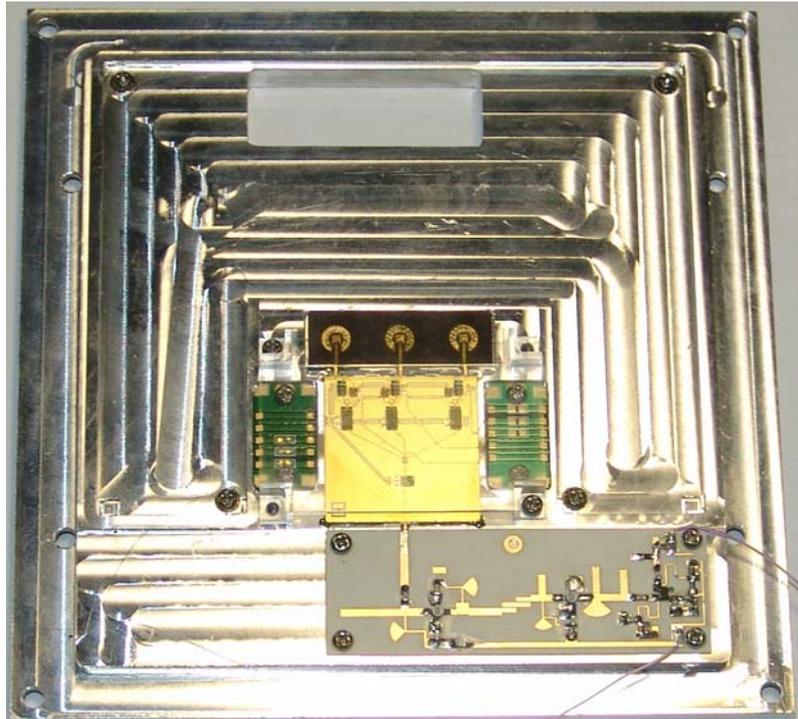


圖 6-4-18 雷達底座與射頻電路組裝實體圖



圖 6-4-19 雷達系統組裝實體圖

雷達系統所使用機構如前面幾張圖所示，雷達系統的機構底殼、上蓋皆使用金屬材質，射頻模組上蓋是為了保護射頻電路，防止射頻電路中的鐸線(wire bond)以及上面的微波電路，使用金屬或塑膠材質皆可，雷達罩為了天線輻射場型的考慮，不使用金屬材質避免內部的反射，故使用一般的塑膠材質。

圖 6-4-18 為雷達底座與射頻電路組裝實體圖，所有的射頻電路皆已組裝上去，包括射頻電路以及饋入天線。射頻電路用透明塑膠殼蓋在上面。左端為提供射頻電路的電源走線，右端為中頻訊號走線。

