

# 雷達基本原理及其在氣象上之應用

利 定 山

(空軍第三天氣中心)

## 一、前 言

傳統氣象雷達自使用至今，已有幾十年之歷史，目前由於科技之進步，都卜勒氣象雷達使用於大氣方面觀測已愈來愈普遍，本軍現有之WSR-74C型傳統性氣象雷達也已更換為都卜勒氣象雷達，以符合進步之潮流。

都卜勒氣象雷達與傳統性氣象雷達之不同處在於都卜勒氣象雷達具有偵測出目標物移動速度之能力，同時原有傳統性氣象雷達之功能亦同時保留，故對氣象之觀測方面，提供了更佳之資料。

文中即針對都卜勒氣象雷達之一般重要原理，諸如雷達方程，降水反射率因素，平均都卜勒速度，都卜勒波譜寬度等，之含義予以說明，同時在校驗工作中，幾項影響資料正確性之因素亦予以提出，以便利大家瞭解都卜勒氣象雷達之功能及如何判別資料之正確。都卜勒氣象雷達應用之理論牽涉較廣，非幾頁文章之討論即可含蓋，較深之部份如FFT（快速傅利葉分析），雜訊排除之方法，雙都卜勒資料處理，空用都卜勒雷達，可極化式都卜勒雷達等，讀者可依自己之能力與興趣鑽研之。

維修人員及觀測人員宜特別要求，明白基本都卜勒氣象雷達之原理，對觀測及維修作業將有助益。

文中疏失之處在所難免，尚請指正為幸，期望於本軍氣象同仁，人人對於都卜勒氣象雷達不再陌生，並且能更進一步起而帶動研究之風氣，提高我們學術之水準。而能進一步在維修及觀測作業上有更好的能力，達到氣象支援戰訓及防災報國之目標。

## 二、雷達歷史簡介

早於1873年，名科學家馬克思威爾（JAMES C. MAXWELL）藉著數學預測出一種他稱之為輻射波（RADIATION）的東西，（此種東西後來被證實為無線電波）具有很多與光線相同的特性，他並且說明，此種放射波之速度與光線相同，而可從其行經之路徑中之任何物體反射回來。

15年之後，即1888年，另一位科學家赫芝（HEINRICH HERTZ）在德國研究時，證實無線電波可確實產生，而且具有馬克思威爾所預測的特性。因當時赫芝之實驗裝備極其簡陋，故僅可將電波傳送至數尺之外，但他已證實高頻率之電波可被反射，並可利用與光線相同的方法予以聚焦，他亦能由電波的頻率及波長計算出其速度與光速相等。

1895年馬可尼進行長距離電波傳送之實驗。並且利用赫芝早期工作所發展出來的裝備，成功地將無線電信號自英國送至大西洋對岸的紐芬蘭。1922年馬可尼發表聲明說，他已測得自歐哩外反射回來的電波，並預言電波終將可利用來測得遠離發射機的目標物其位置與距離。馬可尼繼續其研究，自

1925年起，他實驗測定地球大氣層中，某些電離層之性質與高度，這些電離層已被發現可以反射無線電波，馬可尼所用方法為向上方大氣層發射一短而強之電波脈衝，並計算其反射回來所需之時間。在1930年代早期德國正重整軍備企圖建立一强大空軍，因之英國軍事首腦即對如何防禦飛機的方法特別關心，那時英國甚至談到產生一種照到目標物可使其摧毀的死亡光，結果沒有成功。結果又著手去生產一種前所未聞裝有八挺機槍的高性能戰機。但由於飛行員人數與飛機數目不足，對於建立全線的晝夜巡防，以防敵機空襲仍然無力，因此他們便發明某些方法以偵測尚遠離海岸之敵機。

1935年，英國瓦特生瓦特爵士(SIR ROBERT WATSONWATT)展示一幅無線電定位系統。利用此系統可沿英國東海岸建立五個連鎖性工作站，在後來戰爭迫近，此系統又再擴大，此系統名“CHAIN HOME”，在1940年法國陷落時，其“CHAIN HOME”已擴展到南方海岸。

此種CHAIN HOME，其實就是最早之雷達系統，在今日之眼光而言，係很原始的，但仍能偵測出橫越英倫海峽的德國機群位置及航路。因之使得在飛機少不足的英國仍能適時適地的集中作戰，而贏得不列顛之戰。

雷達生產技術在當時仍列為嚴密保護之高度機密，但其細節仍不斷輸送給美國政府，雖然當時美國是友善之中立國，但不久即變成英國之全部盟友，因為在其後之數年之中，此措施之結果影響很大，美國政府集體研究之努力，使許多地方得以改進，而此等改進英國政府亦得即時分享。

美國人亦為其取了個新名字，在英國原稱為無線電方向測定(RADIO DIRECTION FINDING)，簡稱RDF而美國人則取下列字首拼成RADAR(RADIO DETECTION AND RANGING)時至今日、雷達之發展已進步神速，各類不同功用之雷達少說有數百種成爲今日無論在航空、作戰、氣象、遙測、太空任務中擔任著重要的工作。

### 三、雷達基本原理

3.1 定義：雷達“RADAR”一詞係縮寫，原英文字義爲RADIO DETECTION AND RANGING，雷達送出一電磁波束，並且於送出後，接收由目標物(TARGETS)在那個方向的回波，目標物之方位角(AZIMUTH)及仰角(ELEVATION)可從雷達發射的波束方向獲得，見圖3.1。

3.2 雷達使用之頻率：

雷達使用之頻率詳見表3.1，可從幾個MHz一直到數拾個GHz，一個MHz等於 $10^6$ Hz， $GHz = 10^9$ Hz。

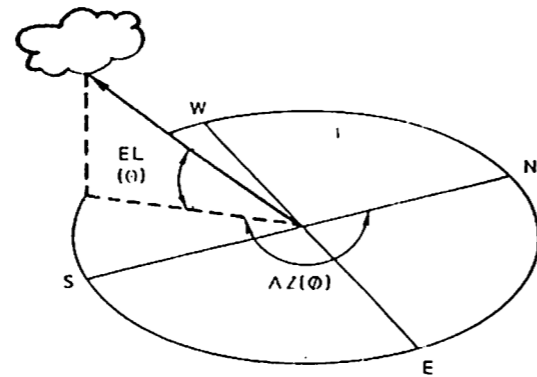


圖3.1雷達仰角及方位角之關係

Standard radar-frequency letter-band nomenclature		
頻帶命名 Band designation	通用頻率範圍 Nominal frequency range	國際技術協會所決定之真實頻率區 Specific radiolocation (radar) bands based on ITU assignments for region 2
HF	3-30 MHz	
VHF	30-300 MHz	138-144 MHz 216-225
UHF	300-1000 MHz	420-450 MHz 890-942
L	1000-2000 MHz	1215-1400 MHz
S	2000-4000 MHz	2300-2500 MHz 2700-3700
C	4000-8000 MHz	5250-5925 MHz
X	8000-12,000 MHz	8500-10,680 MHz
K <sub>1</sub>	12.0-13 GHz	13.4-14.0 GHz 15.7-17.7
K <sub>2</sub>	18-27 GHz	24.05-24.25 GHz
K <sub>3</sub>	27-40 GHz	33.4-36.0 GHz
mm	40-300 GHz	

表3.1雷達頻率分佈表

頻率範圍之區分一般如果說S Band，(S頻帶)係指從2000至4000MHz之間任何一頻率。目前一般雷達頻率使用均依ITU規定來用，ITU代表“國際技術聯合會”，表2.2右側之頻率即爲現行ITU規定使用之頻率。

#### 3.3 電磁波(ELECTROMAGNETIC WAVES)

電磁波或無線電波係電力場(ELECTRIC FORCE FIELDS)及電磁場(MAGNETIC FORCE FIELDS)二者同時以光速通過空間(SPACE)，並且具有空間變化(SPACE VARIATIONS)及時間正弦曲線(SINUSOIDA)之變化，見圖3.2，其波之頻率 $F = C / \lambda$ ， $\lambda =$ 波長， $C =$ 光速。

光速  $C = \lambda \cdot F = 3 \times 10^8$  公尺/秒。

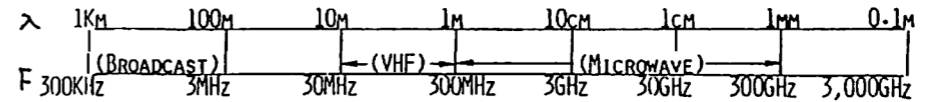


圖3.3波長與頻率對照表

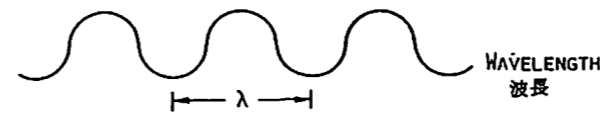


圖3.2電磁波簡圖

雷達所使用之頻率範圍均是在所謂“微波”範圍，其波長距離從1mm到1公尺之間見圖3.3。

#### 2.4 脈波長度(PULSE LENGTH)

脈波長度定義爲雷達發射出之單脈波能量所經歷之時間，因爲電磁波係以近光速旅行，(300公尺/微秒)所以脈波長度可用脈波之“前緣”到“後緣”時間內光速行之距離表示。見圖3.4。

例若前緣到後緣之時間爲 $1\mu S$ ，則脈波長度爲300公尺。

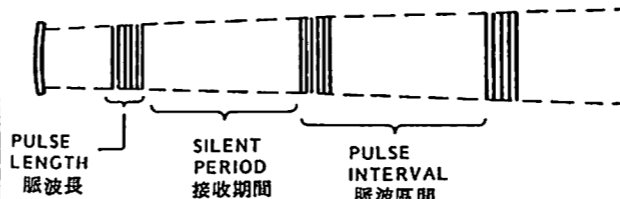
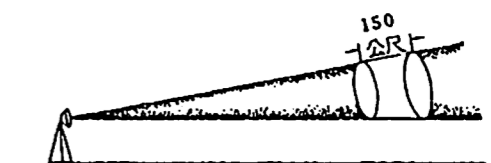


圖3.4脈波射離天線

#### 3.5 回波容積(ECHOING VOLUME, RESOLUTION VOIUME)

氣象雷達所測量之大氣目標物回波係以一個容積來計算，此容積之大小爲波束之截面與 $1/2$ 脈波長度所形成的圓柱體，見圖3.5對於大氣之分佈目標如雨，其容積內將包含很多的小雨滴，雷達所測到的回波因此是一個容積內各個小雨滴之聚集量，而且這些小目標(雨滴)各有其獨立之運動方向，在探討都卜勒雷達時，此等“集合”回波量觀念極爲主要。



從波束適截部份之所有水滴反射之電波，於同一瞬間返回雷達。該容積之邊緣形成一截斷之圓筒，爲波束之範圍。其高爲脈波長度之半，150公尺。

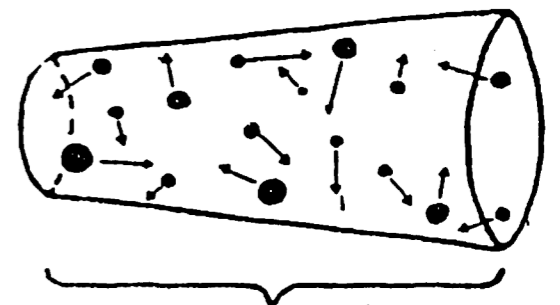


圖3.5回波容積(當波寬爲1μS時)

#### 3.6 脈波雷達之系統組成(PULSE RADAR SYSTEM COMPONENTS)：

圖3.6爲一般脈波雷達之系統圖，其功能如下：

##### (A)發射機功能(TRANSMITTER)：

雷達發射機供給發射脈波所需的微波能量，並且包含了下列功用：

- 1.發射機內的調變電路(MODULATOR PORTION)在發射脈波與脈波期間，收集電能，以便能在下一次發出脈波。
- 2.發射機使用一連串的時間控制脈波或叫觸發波(TRIGGER)或叫同步脈波(SYNC)，其頻率即所謂PRF(PULSE REPETITION FREQUENCY)。

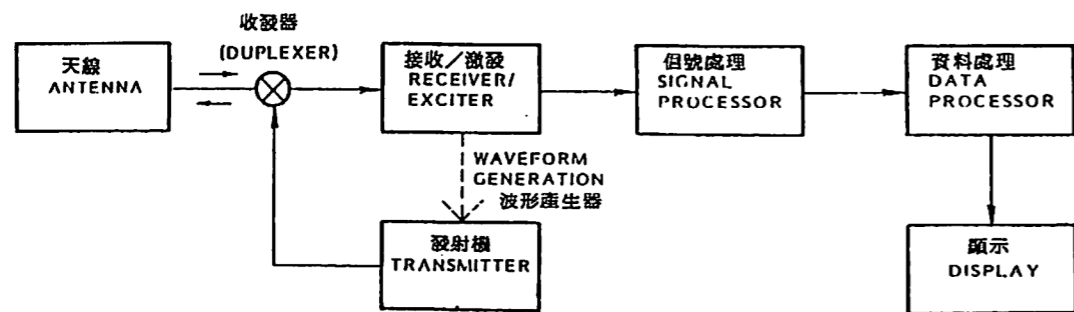


圖 3.6 一般雷達系統方塊圖

3. 控制時間之觸發波觸發了調變電路，將所儲存之電能送到發射管 ( TRANSMITTERTUBE )，使形成一個具有高電壓及短時間脈衝。

4. 將脈波放大並送到循環器 ( CIRCULATOR )，以射頻 ( RF ) 之方式發射出去。

不同之雷達有不同之發射管，如磁控管、調速管 ( KLYSTRON )。

(B) 天線功能 ( ANTENNA FUNCTION )：

天線具發射及接收之功用，如：

1. 利用導波管 ( Wave Guide ) 將脈波送到天線發射口 ( FEEDHORN )。
2. 發射口將脈波射入反射網。
3. 天線反射面 ( 網 ) 集中脈波使變成一狹窄之波束，並且直線朝天線方向發射出去。
4. 不同之天線反射形狀決定不同之波束 ( BEAM SHAP )。
5. 天線接收來自目標物的反散射 ( BACK SCATTERED ) 能量。
6. 能量被收集 ( COLLECTED ) 並且直通到循環器 ( CIRCULATOR ) 到接收機。
7. 天線反射面積影響接收能量之總和。

(C) 接收機之功能 ( RECEIVER )：

1. 將雷達之射頻 ( RF ) 降頻至中頻 ( IF )。
2. 將中頻信號放大。
3. 利用濾波器 ( FILTERS ) 除去信號之干擾及雜音。
4. 將所需的信號予以放大，使之可以用於信號處理器。
5. 接收機內之“激發電路” ( EXCITER ) 亦同時

擔任產生發射之脈波之功用。

(D) 信號處理器之功能 ( SIGNAL PROCESSOR )：

1. 將收到之信號從固定之雜訊 ( CLUTTER ) 信號分出氣象信號。
2. 將多次取樣信號予以組合，以提高信號對雜音比。
3. 利用不同的設定 ( THRESHOLD )，比較信號之積值，以適當除去雜音。
4. 決定目標物之“參數” ( PARAMETERS )，例如強度 ( Intensity ) 及半徑方向 ( RADIAL MOTION )。
5. 計算基本之資料值以便進一步處理。
6. 一般所得之基本資料為目標物反射率 ( REFLECTIVITY )，平均半徑方向速度及頻譜寬度。

3.7 雜訊之取捨關係 ( CLUTTER )：

雷達依其用途之不同，對於雜訊之決定差別很大，一架以氣象為用途之雷達，凡非大氣目標者，均非吾人所要，所以如地面建築物、飛機、海浪、山嶽、樹林、飛鳥，為氣象雷達之雜訊 ( Clutter )，必須除去。然則一架以作戰為用途之搜索雷達大氣之降雨、雲，反成為其雜訊，必須消除。圖 3.7 可說明此等情形。

3.8 功率之定義 ( POWER DEFINITIONS )：

1. 尖峰功率 ( PEAK POWER,  $P_t$  )

指在調變波，整個波形中，最高電壓出現的值。此值可用一次或多次脈波出現的最高值平均之得出。

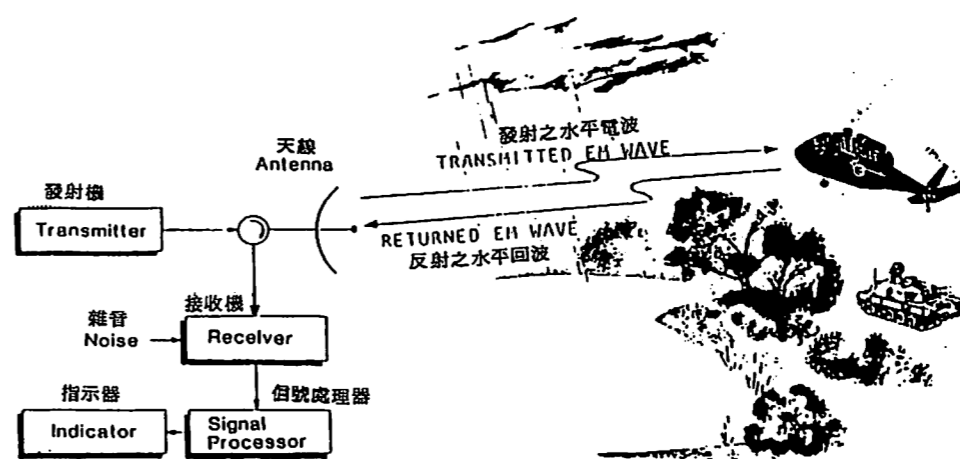


圖 3.7 雷達所遇目標與雜訊目標

2. 平均功率 ( AVERAGE POWER )

係指在整個脈波週期中所有的電壓值平均。

3. 工作比即等於  $Duty\ Cycle = \frac{P_{AV}}{P_T}$

例  $P_{AV} = 1000, P_T = 1000,000$

則  $Duty\ Cycle = \frac{1000}{1000,000} = 0.001$

3.9 分貝值定義：( THE DECIBEL )

因為雷達系統常件有大數值之功率範圍，故功率多用“對數” ( logarithmic ) 表示，分貝 ( dB ) 之單位定義如下：

$$P(dB) = 10 \log \frac{P_1}{P_0}$$

其中  $P_0$  是一參考功率 ( REFERENCE POWER )，一般常用 1 mw ( milliwatt )，所以用 mw 來作參考值的算法，吾人又用 dBm 來表示。故 0dBm = 1 mw，又 0dB 表示無增益 ( gain )，所以 20 dB 是 10 dB 的 10 倍，30 dB 是 10 dB 的一百倍。圖 3.8、3.9 分別為此等對數轉換之刻度關係。圖 3.10、3.11 則為對數與純數及對數與 dB 值之轉換表。

另外在處理低頻電子，吾人則不能直接用電功率直接轉換成 dB，而需稍加更改，已知功率 = ( 電壓 )<sup>2</sup> / 電阻

Mw	10 <sup>6</sup>
kW	10 <sup>3</sup>
W	1
mW	10 <sup>-3</sup>
μW	10 <sup>-6</sup>
nW	10 <sup>-9</sup>
pW	10 <sup>-12</sup>

圖 3.8 功率與相等之數值對照表

1 MW	90 dBm
1 kW	60 dBm
1 W	30 dBm
1 mW	0 dBm
1 μW	-30 dBm
1 nW	-60 dBm
1 pW	-90 dBm

圖 3.9 功率 - dBm 對照表

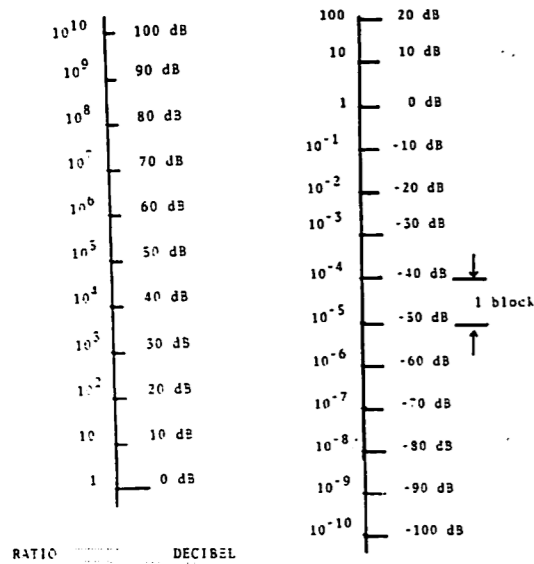


圖3.10 比例值-dB

圖3.11 純數-dB

即  $Power_A = V_A^2 / R_A$

$Power_B = V_B^2 / R_B$

所以  $dB = 10 \times \log (P_A / P_B)$

$= 10 \times \log \frac{V_A^2 \cdot R_B}{V_B^2 \cdot R_A}$

或  $dB = 10 \times \log (V_A^2 / V_B^2)$

$= 20 \times \log (V_A / V_B)$

3.10 雷達測距定義 (RANGE DETERMINATION) :

目標物的距離係由藉著雷達所發出的電磁波能量與接收回波之間，其時間間隔所算出。設一目標物在距離為R的地方，雷達的電磁脈波必須由雷達出發，碰到目標物後折返，故所走之總距為2R，電波之行走速度約為光速C = 3 × 10<sup>8</sup> /公尺/每秒。所以時間ΔT在發射與接收之間為

$\Delta T = 2R / C$

則目標物之距離  $R = C \Delta T / 2$

表 3.2 為目標物距離與發射一接收來回時間之對照。

故由表 3.2 知，在目標物距離為 1 公里 (1 KM) 時，來回時間為 6.7 μS，此 1 KM 時間 6.7 μS 吾人稱為一個“雷達公里”，在計算上頗方便。

目標物之距離 DISTANCE OF TARGET	來回之所費之時間 ROUND-TRIP TRANSIT TIME
460 KM (285 MILES) 哩	3067 MICROSECONDS (US)
230 KM (143 MILES) 哩	1533 MICROSECONDS (US)
100 KM (62 MILES) 哩	667 MICROSECONDS (US)
1 KM (1094 YARDS) 碼	6.7 MICROSECONDS (US)
0.25 KM (273 YARDS) 碼	1.7 MICROSECONDS (US)

表 3.2 目標物之距離與時間對照

3.11 雷達最大測距 (MAXIMUM UNAMBIGUOUS RANGE) :

目標物之最大距離係由雷達脈波與脈波間之時間來決定。如果 PRF 太高，則脈波間隔短，雷達接收接聽 (LISTENING) 太短，如此會造成一些遠距的目標物回波無法在當次脈波間隔時間內被收到，而變成在下一個脈波之後。此種情形即我們所謂多重時間回波 (MULTIPLE-TIME-AROUND)，並造成觀測上的困擾。圖 3.12 顯示出一個二次回波 (SECOND TIME-AROUND) 的情形。圖 3.13 則係在平面指示器 (PPI) 上出現二次回波之情形。

雷達之最大測距亦可由已知之脈波次數計算出來。

即  $R_{max} = \frac{C}{2 (PRF)}$  (C 為光速)

$= \frac{C}{2} PRF T$  (PRF T 為  $\frac{1}{PRF}$ )

例 PRF T = 0.001，則  $R = 150.106 \times 0.001 = 150 \text{ Km}$

圖 3.14 為雷達最大測距脈波來復頻率 prf 之關係。

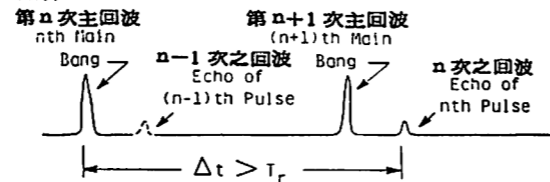


Illustration of a "Second-Time-Around" Echo

圖3.12 二次回波 "SECOND-TIME-AROUND"

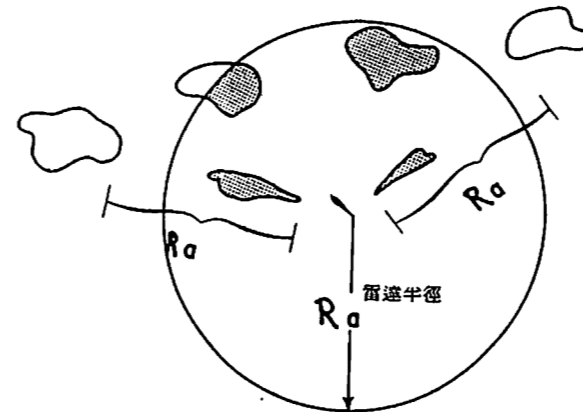
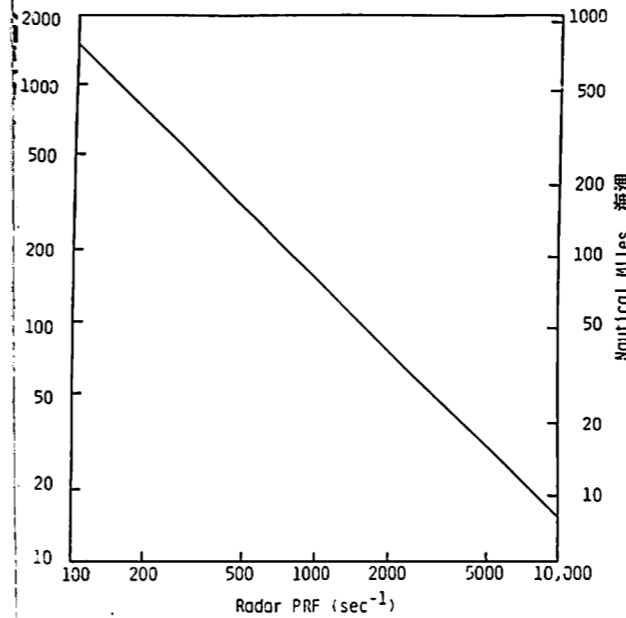


圖 3.13 PPI 上二次回波情形。



Maximum Unambiguous Range as a Function of the Pulse Repetition Frequency (PRF)

圖3.14 prf ↔ 最大測距間對照

四、雷達方程

測量目標物之回波可得許多有用之資料，尤其是氣象雷達。因此吾人必須考慮目標物之特性與回波及雷達本身的關係，此種情形基本上可由“雷達方程”上探討獲得。雷達方程依目標物之特性不同及不同的雷達參數 (PARAMETERS) 而有不同形式。

對於“單一目標”如飛機，和“分佈目標”如雨滴均有不同的意義。雷達方程之引申可包含下列三個步驟：

- (a) 決定目標物上單位面積入射之輻射電能，即所謂 POWER FLUX DENSITY。
- (b) 決定有多少由目標物反射 (BACK SCATTERED) 回到雷達。
- (c) 決定有多少反散射電能被天線所截收。

4.1 單一目標之雷達方程：

假設雷達發射一矩形 (RECTANGULAR) 脈波，其 PEAK POWER 為 Pt (WATTS)

而雷達天線為一向四面八方等方性輻射天線，則此功率 PT 向各方向等強度發射，若不考慮天線之損耗 (LOSS) 則入射到目標物之單位面積上之 POWER FLUX 在距離為 R 的目標上為

$S_{i..} = P_t / 4 \pi r^2$  (1)

(S<sub>i..</sub> 表示單位入射密度)

例：P<sub>t</sub> = 10<sup>5</sup> 瓦 (W)

r = 100 Km

則 S<sub>i..</sub> = 8 × 10<sup>-7</sup> W / m<sup>2</sup>

又若從一等輻射天線變成使用某一天線使輻射電能增加，則此等強度之增加叫“天線增益” (ANTENNA GAIN) 是一無單位數值 (DIMENSION LESS QUANTITY)，天線增益之功率值係定義為目標物經由天線增強後之入射量比上原等輻射入射能量即

天線增益

$G(\theta, \phi) = S_{i..c}(\theta, \phi) / S_{i..}$  (2)

此地座標角度 θ 及 φ 係指目標以天線中心最強之輻射電能參考軸的角度，此參考軸方向又稱為天線波束軸，(ANTENNA BEAM AXIS)。

一個等輻射的天線其增益在四面八方上下所有方向均是一致，但一個真實的雷達天線其增益在某一個方向大於其他方向，天線增益通常使用“對數” (LOGARITHMIC) 值 dB 來表示，因為其比值均為 POWER FLUX DENSITIES 係無名數。一個典型的氣象雷達在波束軸上的最大功率增益值為 10<sup>3</sup> (30 dB) 到 10<sup>5</sup> (50 dB) 範圍。



從天線增益之定義及(1)式中之 $S_{inc}$ 值，吾人亦可將目標上之入射電能，在距離為R的目標表示如下

$$S_{inc} = G S_{iso} = G P_t / 4\pi r^2 \quad (3)$$

例：若  $G = 10^4$  (40 dB)  
 $P_t = 10^5$  WATTS (100 KW)  
 則  $S_{inc} = 8 \times 10^{-3}$  W/m<sup>2</sup>

目標物對於入射之電能，一部份被其截奪 (INTERCEPT)，其被截奪量依目標物之尺寸，形狀，或其他特性而定。

一般來說，入射到目標之電能量小部份被吸收，一小部份穿透目標物再向前發射 (TRANSMITTED)，另一小部份散射回去，因此有一部份散射電能回到雷達天線此等回到雷達的“反散射”電能被天線所檢拾然後傳送到接收機，予以檢測出來。

大多數的雷達目標物，他們的微波散射特性是很簡單球形體目標物，其尺寸接近雷達波長者均是。氣象雷達所欲處理的散射電能均為線性，因此其反射電能量密度便與入射電能量成正比。

此等正比之因素含目標物之散射特性，吾人習慣上用所謂“雷達橫截面”(RADAR CROSS-SECTION)“ $\sigma$ ”以測量之，雷達截面含意包括了目標物的入射及反散射電能密度之間的關係。其定義為在距離為R，之某個面積尺寸。

$$\text{雷達截面 } \sigma \equiv 4\pi r^2 (S_r / S_{inc}) \quad (4)$$

$S_r$ 係反散射電能通量密度 (POWER FLUX DENSITY) 在天線上的值。雖然上式因素“ $r^2$ ”出現其中，但需注意雷達截面並非距離之函數。對於線性之散射回波處理 $S_r$ ，正比於 $S_{inc}$ ，而且 $S_r$ 之值將隨天線與目標之距離 $r$ 作平方反比，如此雷達截面係一獨立值，在比較目標物之“特性”時，有許多方便。通常雷達截面依下列目標物之特性而變：

- (a) 形狀
- (b) 尺寸 (與雷達波長之比較)
- (c) 材料物質之介質常數及導電率
- (d) 目標物與雷達波之朝向

對於一個簡單形狀如球體，其雷達截面容易決定，但對於一個形狀複雜的東西，其決定雷達截面之測量作業便極為複雜。

由前述得知 $S_r$ 與雷達截面成正比，因此根據

$$(4) \text{式，當反散射回波抵達雷達天線時爲} \quad S_r = \sigma S_{inc} / 4\pi r^2 \quad (5)$$

再用(3)式代入射電能密度值，吾人得出

$$S_r = P_t G \sigma / 16\pi^2 r^4 \quad (6)$$

例：若  $G = 10^4$   
 $P_t = 100$  KW  
 $r = 100$  km  
 $\sigma = 1$  m<sup>2</sup>

$$\text{則得出 } S_r = 6.3 \times 10^{-14} \text{ watts/m}^2$$

天線依其尺寸大小，決定收集到的反散射電能量，上式尚須加入天線之增益。天線之所謂尺寸 (SIZE) 係用天線之有效面積 $A_e$ 表示，(EFFECTIVE AREA)。在此地即為 $S_r A_e$ 。若設 $P_r$ 為接收功率則

$$P_r = S_r A_e = P_t G \sigma A_e / 16\pi^2 r^4 \quad (7)$$

天線之有效面積可以說是一個天線有效接收到電能所進來的原入射平面波 (PLANEWAVE)。在氣象雷達系統上，此值永遠是小于天線開口的投影面積。

典型之 $A_e$ 值為開口面積之 $1/2$ ，並且天線之實質損耗 (LOSS) 亦可看作是有有效面積的減少。

如果一個雷達使用同一天線同時作接收及發射的工作，天線之理論顯示有效之天線增益及有效面積間之關係如下：

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \quad (8)$$

綜合前述有關天線增益及有效面積，天線所收到之功率 $P_r$ 可以表示如下：

$$P_r = P_t G^2 \lambda^2 \sigma / 64\pi^3 r^4 \quad (9)$$

$$P_r = \frac{1}{64\pi^3} [P_t G^2 \lambda^2] \left[ \frac{\sigma}{r^4} \right] \quad (10)$$

Radar Target

$$P_r = \frac{1}{4\pi} \left[ \frac{P_t A_e^2}{\lambda^2} \right] \left[ \frac{\sigma}{r^4} \right] \quad (11)$$

例：若設  $P_t = 5 \times 10^5$  watts  
 $G = 10^{3.5}$  (35 dB)  
 $\lambda = 10$  cm  
 $r = 50$  km  
 $\sigma = 10$  m<sup>2</sup>  
 $P_r = 4.03 \times 10^{-11}$  W  
 $\approx -74$  dBm

由於天線之造形各個不同，沒有一個方程式能夠完全表示出天線的增益，旁葉帶強度，及波束寬。但無論如何，有些有用的近似值可用於含蓋大部份的氣象雷達用天線。對一個圓形之天線，其直徑為 $d$ ，那麼其半功率波束寬以徑為單位，可表示如下：

$$\theta = k \lambda / d \quad (12)$$

對大多數之氣象雷達而言， $K$ 值大約為 $5/4$ ，因此若設天線之直徑為30個波長，則其波束寬約為 $0.042$ 弧度 (RADIAN) 或 $2.4^\circ$ 。

又天線之有效面積可用天線效率 $\rho$ 求出，即 $A_e \equiv \rho A$

上式 $A$ 為天線開口投影面積， $\rho$ 為天線效率，均為無單位數值。通常高效率之天線會產生高旁葉

波 (SIDE-LOBE)，天線效率的影響通常來自開口不一致使得射頻RF損耗。亦會使RF電能溢於於反射器四週，並使得RF分散於導波管及開口 (feed)，此又導致導波管與天線的不匹配情形。一個良好設計的天線其天線效率為 $0.5 \sim 0.6$ ，旁葉波至少低於主波 $20 \sim 25$  dB，而且第一旁葉波應出現在離主軸 $1.3 \theta$ ，最大應出現在 $1.7 \theta$ 處。

圖4.1為一天線波束之3度空間立體圖。

藉助公式(2)，吾人亦可導出天線開口面積計算，如下式：

$$A = \pi d^2 / 4 = \pi k^2 \lambda^2 / 4 \theta^2 \quad (14)$$

( $A$ 為天線之物理面積)

例設  $\lambda = 10$  cm =  $0.1$  m

$$A = 60 \text{ m}^2$$

天線效率 $\rho = 1/2$  已知 $A_e = \rho A$

$$\text{則天線增益 } G = \frac{4\pi \rho A}{\lambda^2} = \frac{12.5 \times 1/2 \times 60}{0.01}$$

$$= 36000$$

換成 dB 值則  $10 \text{ LOG } 36,000 = 45 \text{ dB}$

$$G = 45 \text{ dB}$$

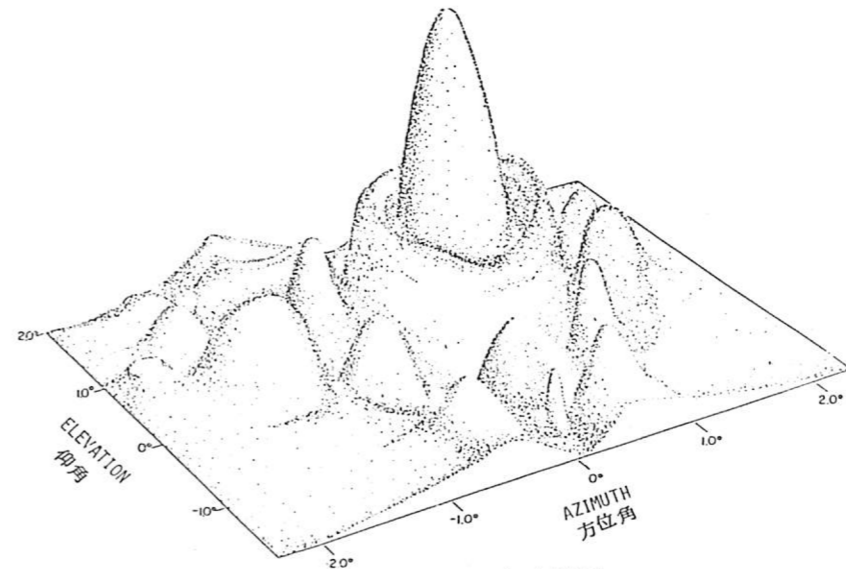


圖4.1 天線波束形狀之立體圖

4.2 散佈目標之雷達回波容積

氣象雷達所感興趣的偵測目標物如降水雨滴並非局限於一小小的容積地區，事實上，這些小雨滴分子經常分散各處，其分佈所佔空間遠大於一個雷達天線波束所形成的圓柱區域。地表回波也是另一個相同的情形，函蓋於極廣大地區像此種佔據廣大空間，或容積的目標物，我們稱之為“散佈”目標 (DISTRIBUTED TARGETS)。我們可以使用雷達利用波束掃描來研究其結構，如一個雷雨區。由於雷達所形成之波束係為一圓柱形，因此我們定義此圓柱區域在一個脈波寬度為1/2的容積內，其回波在一個時間內被天線所接收。圖3.2顯示雷達波束所形之圓柱體區域。這些回波容積由天線波束形狀及雷達發射脈波寬度(時間)來決定。

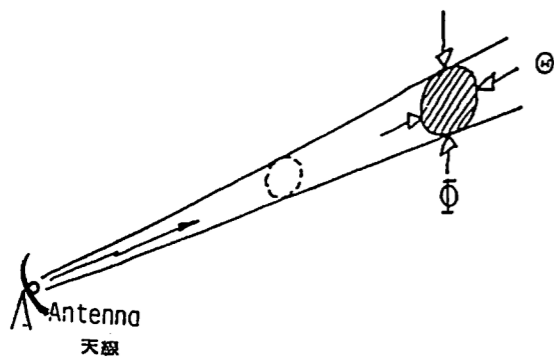


圖 4.2 天線波束圓柱形狀

解析體積回波容積式 (ECHO VOLUME) 可計算如下：

吾人假設雷達發射一脈波，在時間  $T = 0$  時開始，一直到  $T = \tau$  ( $\tau$  為脈波寬度時間)，稍後  $T = \Delta T$  ( $> \tau$ ) 有回波開始被雷達接收，所有在發射脈波“前緣”(LEADING EDGE) 開始到  $\Delta t$  時間內的回波所旅行的總距離(來回)為  $C \times \Delta t$ ，故目標回波位置  $r_2$  在  $r_2 = C \Delta t / 2$  位置上，如果波進行速度用公尺/秒、時間為秒，則所得之距離為公尺。在脈波“後緣”(TRAILING-EDGE) 的反射回波抵達天線所旅行時間  $\Delta t$  所走的距離只有  $C (\Delta t - \tau)$ ，故位置在  $r_1 = C$

$(\Delta t - \tau) / 2$ ，因之所有在  $\Delta t$  時間內的回波被接收均包含在位置  $r_1$  與  $r_2$  之間，因此，此容積長度

$$\begin{aligned} r_2 - r_1 &= C \tau / 2 = h / 2 \quad (15) \\ C \Delta t / 2 - [C (\Delta t - \tau) / 2] \\ &= C \tau / 2 \quad \text{若定 } C \tau = h \\ &= h / 2 \end{aligned}$$

恰為脈波寬度  $C \tau$  之一半。圖 3.3 可說明此一情形。

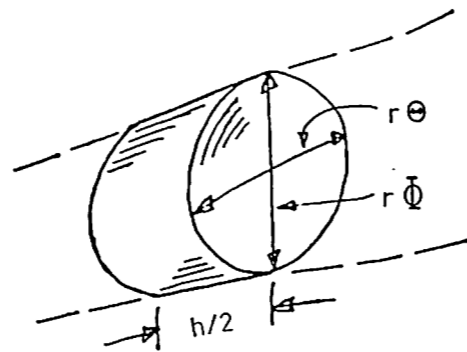


圖 4.3 一個回波容積 ECHO VOLUME.

又若波束之方位角度  $\theta$  及仰角度  $\phi$  分別已知，則此波束橫截面面積在距離為  $r$ ，等於  $\pi (r \theta / 2) (r \phi / 2)$ ，而其容積  $V$  等於

$$V \approx \pi C \tau \theta \phi r^2 / 8 \approx \pi h \theta \phi r^2 / 8 \quad (16)$$

例：設  $\theta = \phi = 1.6^\circ$

$$t = 2 \mu S$$

$$r = 10 \text{ km}$$

$$\text{則 } V = 9 \times 10^6 \text{ m}^3$$

此容積亦可稱為雷達之解析度容積，當天線之波束角愈小時，此容積量必然隨之減少，在氣象雷達而言，甚為重要，可使定性與定量值較佳。

4.3 散佈目標物之平均雷達截面：

在前面 3.1 節中，吾人曾提到單一目標物之雷達截面  $\sigma$  然則在散佈目標物情形下，其雷達截面為計算一個容積回波內所有小獨立目標之總合。可定義為  $\bar{\sigma}$ ，則

$$\bar{\sigma} = \sum \sigma_i$$

例查個回波容積內 (ECHO VOLUME) 假設存在有 10 個為  $5 \text{ m}^2$  雷達截面及 10 個  $1 \text{ m}^2$  雷達截面則其總平均之雷達截面為  $60 \text{ m}^2$ ，雷達截面之平均值變化亦能被分析出來。

4.4 散佈目標物之雷達方程：

前述已知一個單一目標物之雷達方程，在討論散佈目標物時，則原單一目標物之雷達方程可變成：

$$\bar{P}_r \approx \frac{1}{64 \pi^3} [P_t G^2 \lambda^2] \left[ \frac{\sum \sigma_i}{r^4} \right] \quad (17)$$

在散佈目標的情形下，每個單位容積內之雷達截面我們又稱之為“雷達反射率”用符號表示，即  $\eta$ ， $\sum \sigma_i = V_c (\sum \sigma_i / V_c) \equiv V_c \eta_{av}$  (18)

上式中括弧內值即表示每一單位容積內之平均雷達截面，或等於  $\eta_{av}$ ，“雷達反射率”(RADAR REFLECTIVITY)，其單位用  $\text{m}^2/\text{m}^3$  表示，有時也寫成  $\text{m}^{-1}$  或  $\text{cm}^{-1}$ 。

吾人已知  $V_c$  之值  $= \pi \tau \theta \phi r^2 / 8$  代入 (17) 式，則可得

$$P_r \approx \frac{C}{512 \pi^2} [P_t \tau \lambda^2 G^2 \theta \phi] \left[ \frac{\eta_{av}}{r^2} \right] \quad (19)$$

(部份常數用  $C$  代之，單位容積量即 = 雷達之回波脈波容積  $= V_c$ )

在 (17) 式中，吾人考慮在實際每個單位容積內的目標物其雷達截面係根據雷達天線之增益  $G(\theta, \phi)$  而變也就是 (17) 式應寫成

$$\bar{P}_r = \frac{1}{64 \pi^3} P_t \lambda^2 \sum \frac{G^2(\theta, \phi) \sigma_i}{r^4}$$

則整個回波容積之分佈區其積分  $CR$  可為：

$$\bar{P}_r = \frac{1}{64 \pi^3} P_t \lambda^2 \int_{CR} \frac{G^2(\theta, \phi) \eta(r, \theta, \phi)}{r^4} dv \quad (20)$$

又天線之波束其主波呈現一種“高斯函數分佈”(GAUSSIAN FUNCTION) 所以其增益可用下式表之

$$G(\theta, \phi) = G_0 \exp \left\{ - \left( \theta^2 / \theta_0^2 + \phi^2 / \phi_0^2 \right) \ln 2 \right\}$$

(並且為不考慮有旁葉波 (SIDELOBE) 情況)

所以綜合上述可得一分佈目標物之雷達方程如下：

$$\bar{P}_r = \frac{C}{1024 \pi^2 (\ln 2)} \left[ \frac{P_t \tau \lambda^2 G_0^2 \theta \phi}{\text{Radar}} \right] \left[ \frac{\eta_{av}}{r^2} \right] \quad (21)$$

Target

例設

$$P_t = 3 \times 10^5 \text{ Watts (300kw)}$$

$$\tau = 2 \times 10^{-6} \text{ Second (2 } \mu S)$$

$$\lambda = 5.4 \times 10^{-2} \text{ M (5.4 cm)}$$

$$G_0 = 1.26 \times 10^4 \text{ (41 dB)}$$

$$\theta = \phi = 2.8 \times 10^{-2} \text{ (Radian) (1.6}^\circ)$$

則平均之接收功率等於  $9.3 \times 10^{-6} \text{ Watt}$ ，

或  $-120.3 \text{ dBm}$  更進一步探討雷達方程，吾人將可找出特別用於氣象雷達降雨目標特性的數值稱為“雷達反射率因素值”  $Z$  (RADAR REFLECTIVITY FACTOR)，此  $Z$  值廣泛用於雷達氣象，以代表大氣降水或其他特性。

4.5 雷達反射率因素  $Z$  (RADAR REFLECTIVITY FACTOR  $Z$ )：

氣象目標物如雨滴，當來自雷達天線所發出的電磁波入射到其目標時，電磁波的電場平面波  $\vec{E}_{inc}$  將入射到水滴，並使水滴在那時被極化，產生  $\vec{P}$ ，見圖 4.4。

由定義吾人得知入射波之極化方向為其電磁波之電場方向向量，並使被感應的雙極 (DIPOLE) 亦與電場方向平行。

在這極短的時間內，雨滴被入射電能電壓極化，並稱為 DIPOLE MOMENT，其強度  $P$  係用 (C M S) 測量單位，由 1941 年 STRATTON 所創。

所以

$$P \approx (\pi \epsilon_0 / 2) K D^3 E_{inc}$$

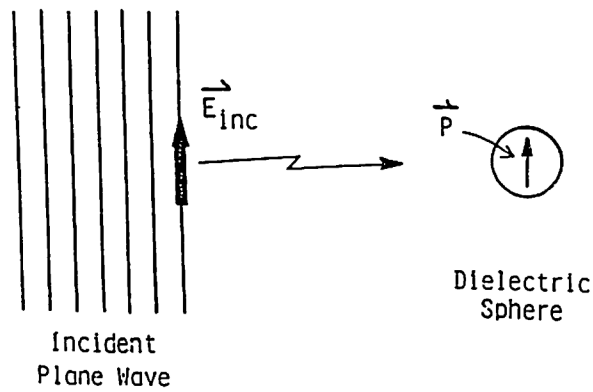


圖4.4 電場平面波入射雨滴並使之極化。

其中  $\epsilon_0$  = 自由空間電介值 ( $8.85 \times 10^{-12}$  FARADS / m)

$k = (\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 2)$ , 無單位。

( $\epsilon_r$  為球體相對電介常數)

$D$  = 球體直徑 (公尺)

$E_{inc}$  = 入射電場之強度 (伏特/公尺)

當雨滴球體被極化時, 同時會產生 "極化振盪" (OSCILLATING DIPOLE), 因而產生向四面八方之輻射場亦即所謂散射場, 此散射方向並與極化方向垂直, 此反散射場之強度  $E_r$  可用下式表之 (單位 V/M)

( $r$  為距離)

$$E_r = \frac{\pi}{\epsilon_0} \frac{P}{\lambda^2 r} = \frac{\pi^2}{2} K \frac{D^3}{\lambda^2 r} E_{inc}$$

從電磁波中吾人已知功通量能密度 (POWER FLUXDENSITY) 係與電場強度之平方成正比。此正比之常數值為  $1 / (2Z_0)$ ,  $Z_0$  是介質之特性阻抗, 在空氣中是  $377 \Omega$ , 則由以上吾人可得反射回波之功率能密度  $S_r$  對入射電能密度  $S_{inc}$  之比率如下:

$$\frac{S_r}{S_{inc}} = \frac{|E_r|^2 / 2Z_0}{|E_{inc}|^2 / 2Z_0} = \frac{\pi^4}{4} |K|^2 \frac{D^6}{\lambda^4 r^2}$$

從雷達截面定義式(4)中已知球體之截面  $\sigma$ , 與上式比較代入可得:

$$\sigma = 4 \pi r^2 S_r / S_{inc} = \pi^5 |K|^2 D^6 / \lambda^4 \quad (2)$$

從上式可知若水滴之尺寸為  $1 \text{ mm}$ , 就可獲得雷達截面大約  $3.5 \times 10^{-10} \text{ m}^2 = 3.5 \times 10^{-4} \text{ mm}^2$  (當

$\lambda = 3 \text{ cm}$ ), 一個小球體的小雷達截面係雷達之波長四次方成反比因此若波長減少因素3則增加雷達截面為81, 亦即使回波增加19 dB, 圖4.5說明了雷達波長與雷達波長截面之關係。

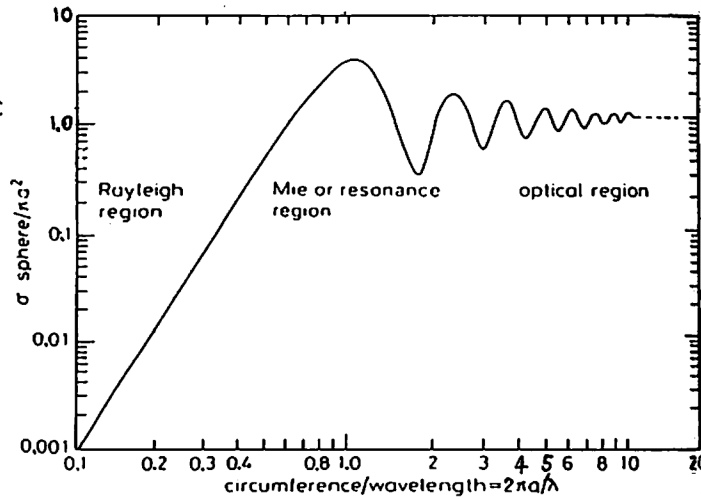


圖4.5 雷達截面之三種區域比較。

方程式(2)中係針對壹個單一個體計算其雷達截面  $\sigma$ , 至於計算整個容積之隨機分佈目標, 則必須再用所有原獨立目標之總合量來計算, 如下:

$$\bar{\sigma} = \sum_j \sigma_j = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \sum_j |K_j|^2 D_j^6$$

因此一個分佈目標物如有十億個  $1 \text{ mm}$  大小之雨滴就可得平均雷達截面大約  $0.35 \text{ m}^2$  (在  $\lambda = 3 \text{ cm}$  時)。

在氣象雷達中, 像分佈降雨滴這種目標物, 依前已述, 吾人使用 "雷達反射率  $\eta$ " (RADAR REFLECTIVITY) 來表示。

因此由定義知 "雷達反射率" 即每單位容積內之雷達截面量, 亦即  $\eta_{av}$  為:

$$\eta_{av} = \sum_j \sigma_j / V_c = (\pi^5 / \lambda^4) |K|^2 \sum_j D_j^6 / V_c$$

上式假設有10億個  $1 \text{ mm}$  大小水滴分佈在雷達之單位脈波容積內 (ECHO PULSE VOLUME), 若其容積為  $10^6 \text{ m}^3$ , 則其平均在空氣中每一公升體積有一個雨滴, 若換成降水量約為  $0.52 \text{ g/m}^3$ , 平均之雷達反射率約為

$$3.5 \times 10^{-7} \text{ m}^2/\text{m}^3 = 3.5 \times 10^{-9} \text{ cm}^{-1} \quad (\lambda = 3 \text{ cm時})$$

另在上式中吾人可清楚發現小雨滴之直徑大小  $D$  值變化將會引起雷達反射率值  $\eta_{av}$  很大的變化, 因此在氣象雷達裡吾人特將此值  $\sum_j D_j^6 / V_c$  定為 "雷達反射率因素  $Z$ " (RADAR REFLECTIVITY FACTOR  $Z$ ), 因此用下式表示:

$$Z \equiv \sum_j D_j^6 / V_c$$

$$\text{所以 } \eta_{av} = \pi^5 |K|^2 Z / \lambda^4 \quad (23)$$

使用  $Z$ , 在數目計算上很方便, 尤其是使用對數值表示 "雷達反射率因素"。一個合理的參考值是  $1 \text{ mm}^6 / \text{m}^3$ , 因此吾人便定義 "雷達反射率因素強度值" 為

$$Z \text{ (in dBZ)} \equiv 10 \log [Z / (1 \text{ mm}^6 / \text{m}^3)]$$

所以若設  $Z = 1 \text{ mm}^6 / \text{m}^3$ , 則其反射率因素值為  $0 \text{ dBZ}$  若設  $Z = 10^6 \text{ mm}^6 / \text{m}^3$ , 則反射率因素值為  $50 \text{ dBZ}$  若平均之雨滴為每公升一個, 或者每立方公尺10個, 則所有之雨滴均為  $1 \text{ mm}$  大小, 而其降水量 (PRECIPITATION CONTENT) 大約為  $0.52 \text{ g/m}^3$ , 如此其反射率因素為  $1000 \text{ mm}^6 / \text{m}^3 = 10^{-15} \text{ m}^6 / \text{m}^3$  或  $30 \text{ dBZ}$ 。

吾人在計算反射率因素  $Z$  時, 必須認知所有之小雨滴 6 次方之總合係在一個雷達容積內來進行, 並且須假設容積內之降水分子個體之尺寸, 這種測量係用一種安置, 任意取樣每單位容積之雨滴集中量。不同尺寸之雨滴掉入不同之收集口, 建立某個區間內分佈。

至此吾人可算出完整之氣象雷達方程式為:

$$\bar{P}_r = \frac{\pi^3 c}{1024 (\ln 2)^2} \left[ \frac{P_t \tau G^2 \theta \Phi}{\lambda^2} \right]$$

$$\left[ |K|^2 \frac{Z}{r^2} \right]$$

例: 設若  $\lambda = 10.7 \text{ cm}$  ( $107 \text{ m}$ )

$$P_t = 500 \text{ kw} (5 \times 10^5 \text{ w})$$

$$\tau = 4 \mu \text{Sec} (4 \times 10^{-6} \text{ Sec})$$

$$G = 38.6 \text{ dB} (7250)$$

$$\theta = 2.1^\circ (0.037 \text{ Radian})$$

假設係在距離為  $100 \text{ km}$  出現的輕微毛雨  $Z = 0 \text{ dB}$  (OR  $1 \text{ m}^6 / \text{m}^3$ ), 則  $P_r = 1.5 \times 10^{-14} \text{ watt}$  或  $-108 \text{ dBm}$ 。

又為計算之方便起見, 雷達方程式中一些數值如波長  $\lambda$ , 波束方位角  $\theta$ 、仰角  $\phi$ , 發射功率

$P_t$ ,  $K$  值, 等於設計雷達完成之後, 均已固定, 因此雷達方程可簡化為

$$P_r = B \frac{Z}{r^2} \quad (B \text{ 為雷達常數})$$

$$\text{或者 } \text{dBZ} = 10 \text{ LOG } \bar{P}_r + 20 \text{ log } r - 10 \text{ log } B \text{ 或 } \text{dBZ} = 10 \text{ LOG } \bar{P}_r + 20 \text{ log } r + \text{RC} \text{ (Radar constant)}$$

一般雷達常數值為  $70 \sim 75$ , 在雷達方程予以簡化之後, 雷達常數值  $\text{RC}$  便可直接用以表示出壹個雷達的敏感度。  $\text{RC}$  值一直為從事雷達研究人員研究之對象, 如果  $\text{RC}$  值愈小, 表示這個雷達感度好, 以美國國家大氣中心的三個雷達分別為  $\text{CP}-2$  ( $\text{X Band}$ )  $\text{RC}$  為  $75$ ,  $\text{CP}-3$  為  $70$ ,  $\text{CP}-4$  為  $72$ ,  $\text{CP}-2$  ( $\text{S band}$ ) 為  $69$ 。

例: 雷達常數  $\text{RC}$  之計算實例。(CKS制)

$$\text{已知: } \text{RC} = 171.3 + 10 \text{ log} (\text{PRF}) - 2 \text{ XG} + 20 \text{ log} (\lambda) - 10 \text{ log} (\theta, \phi) - 10 \text{ log} (K^2) - P_r \text{ (dBm)}$$

$$\text{設 } \text{PRF} = 960 \text{ HZ}$$

$$\lambda = 0.1067 \text{ M}$$

$$\theta = \phi = 0.98^\circ = .0171 \text{ (Radian)}$$

$$G = 42.2 \text{ dB} (+1, -0.5 \text{ dB})$$

$$P_t = 60.0 \text{ dBm} (1000 \text{ kw}), k = 0.93$$

$$\text{則 } \text{RC} = 73.2$$

氣象雷達方程可資探討之處甚多, 其中的每一個變數都是一個討論的專題, 這些變數之值要求必須精確, 尤其涉及有關雷達氣象所欲偵測的降水, 若雷達氣象方程中的數值未能精確加以校驗獲得, 則雷達所接收到的回波值在轉換成雷達反射率因素便不正確。其中比較重要的如雷達發射功率值  $P_t$ , 系統增益值  $G$  必須經常校正, 以保持正確之  $\text{RC}$  值。

### 五、都卜勒氣象雷達基本組成及信號處理

都卜勒氣象雷達之組成實為包含具有測定降雨回波強度及測定目標物移動速度二種功能的綜合體, 在過去尚未使用都卜勒原理以測定目標之速度之前, 一般氣象雷達僅能接收回波, 即收謂 Reflectivity。現則更進一步於信號處理接收部份

再加上所謂都卜勒接收機，完成能測定目標物移動速度之功能，所以一部都卜勒雷達同時有二種功能，因此能取代傳統之舊有雷達，使功能更大。

圖 5.1 為此種雷達之基本接收方塊圖

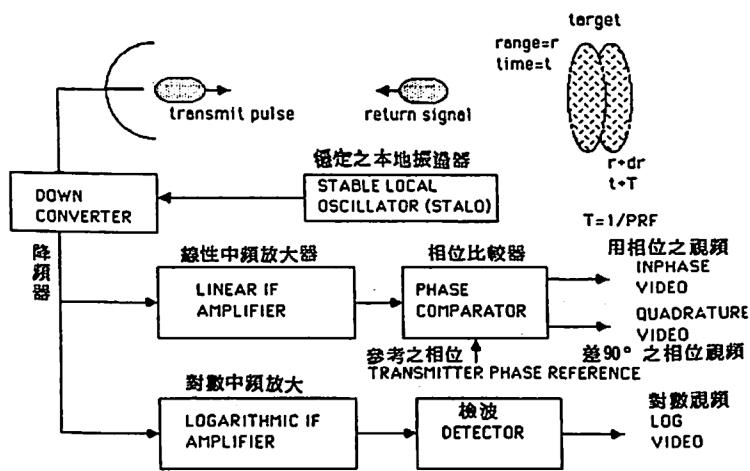


圖 5.1 脈波都卜勒雷達接收機方塊圖。

由方塊圖中可知，天線收到目標回波包含一強度及一相位之變化，強度值係由所謂“對數中頻放大器”來處理，再經由檢波 (DETECTOR) 依雷達方程獲得降雨之 Z 值 (dBZ)。在都卜勒測定部份則信號經由線性放大器及相位比較器以獲得相位資料。都卜勒測定使用線性放大器主要因為相位之失真小，可獲得較理想之相位值。對數放大器用於強度模式，主要因為對數放大器動態範圍大 (100dB 以上)，對信號之放大不易飽和，以致於使近場目標回波仍能清晰地處理。

為方便辨別，吾人將氣象雷達之功能概以二種名稱稱呼以易於區別，分別為“強度模式” (INSTENSTY MODE) 及都卜勒模式 (DOPPLER MODE)，下面將以其強度模式及都卜勒模式，分別一一介紹處理過程。

5.1 回波強度值之計算：

氣象回波 LOG VIDEO，之平均值計算，在一般雷達裡多用固定之步驟完成，首先 (LOG VIDEO) 類比型態先被數位化，(LOGAMP 接收機輸出之類比 LOG VIDEO)，此信號之所以稱為 LOG VIDEO 是因為其頻寬有數 MHz，就如同一般電視影像信號。然後在固定之 RANGE

GATE 上取某個次數之 SAMPLE 並再平均計算方便，吾人就用“對數值”來計算，故雷達取樣次數為 n 每次取得之值為 X1, X2, ..., Xn。

則其在 n 次取樣後之平均為

$$\frac{[\text{LOG}(X_1) + \text{LOG}(X_2) + \dots + \text{LOG}(X_n)]}{n}$$

$$= \text{LOG}[(X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \dots X_n)^{1/n}]$$

由於氣象目標物之回波性質為一所謂“LEIGH”波動 (FLUCTUATING)，故上計算值，在取樣次數愈大時，將呈現比真實值 (理想值) 少 2.5dB，但若使用線性 (LINEAR) 放大器，則沒有此種偏差。此偏差 2.5dB 來自於一個典型的雷雨目標，雷達信號與之作用約為 8 個 MILLISECONDS，若取樣次數為 8，則每個 GATE 減少 8 次獨立回波值加入計算。

8 次的值為 2 dB，計算過程中，回波先被數位化在平均後所得之原始計數值 (RAW COUNTS) 用雷達之“POWER-COUNT”表以查出其值，這些值將記錄在磁帶上，並且以“即時” (REAL TIME) 方式進入介面裝置 (INTERFACE)。

未來或許雷達改進將使用“線性大資料之 VIDEO 作平均，如此就可降低偏差”。圖 5.2 為一般計算平均 LOG VIDEO POWER 方塊圖。圖中顯示來自接收機 LOG AMP 放大 LOG VIDEO 送到 ANALOG-DIGITAL(A/D) 轉換器，然後再送到 ADDER 上面，每個在某一 GATE 上的資料將會不斷加上前一個的資料，直到所欲取樣的次數已經結束為止，並且此

類比/數位轉換器

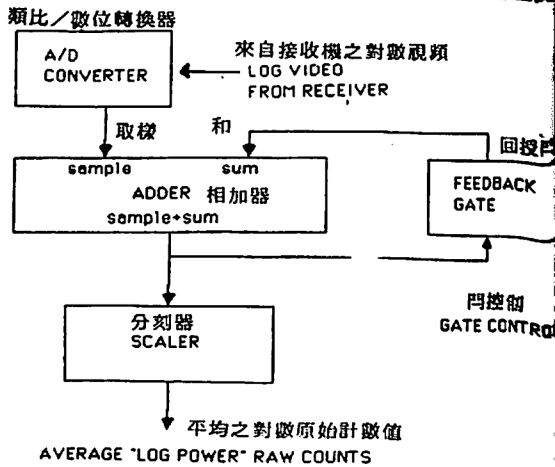


圖 5.2 LOG POWER 平均計算方塊圖。

FEED BACK GATE 會輸出使 ADDER 被強制為零，在此同時 ADDER 的多次取樣資料總合送到 SCALER，並被除以取樣之次數值。前述 ADDER 被置為零後，新資料進入加於零，開始另一次取樣週期。

SCALER 之輸出經由“緩衝” (BUFFER) 便準備送到主電腦記憶體上。

5.2 POWER - COUNTS 校對表之建立：

前述曾提及經由圖 5.2 所輸出的值係為一“計數值” COUNTS，此計數值僅為一數位化後的二進位數，吾人必須使用信號產生器先行建立一功率 (POWER) 相對“計數”的關係表以決定計數值所代表的回波強度，其方法為設定信號產生器之測試信號依下列式子排定：

$$\text{Single Power (dBm)} = \text{Test pulse power} - \text{directional couple loss} - \text{attenuator setting}$$

設我們將 TEST PULSE POWER 定為 14dBm，方向耦合器 (DIRECTIONAL COUPLE) 固定損耗為 3dB，衰減器 (ATTENUATOR) 每次設定衰減 4dB，或 2dB，則在多次測試之後，將可得 LOG POWER CALIBRATION 圖。如圖 5.3。

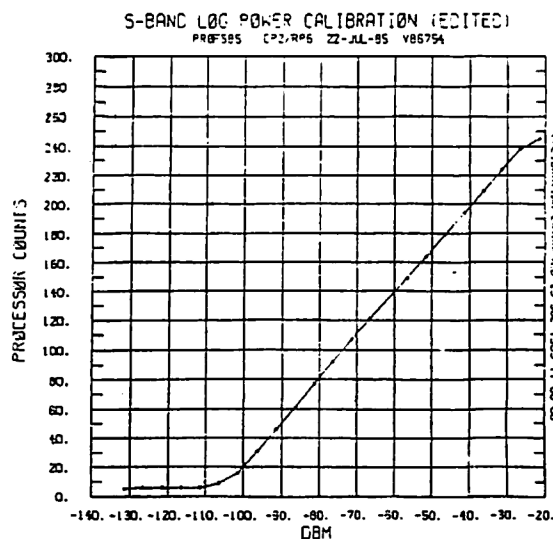


圖 5.3 對數功率校正圖

由圖中水平 dBm 值前後比較，我們可得 LOG AMP 之動態範圍是 110dB，以研究用雷達而言，此種校正要每天一次。

左邊上下所示者即為 A/D 轉換器所讀出之計數值 (counts) 平坦處獲至雷達的“雜訊功率”值 (NOISE POWER)，此值係表示雷達接收機雜音功率值，亦為雷達所能接收之最小功率能力之表示。關於解釋此方法可再看下列說明，見圖 5.4 設 Q 為 COUNTS 值，C 為 A/D 轉換器之斜率 (slope) 即 (COUNTS/dBm)，Pr 為平均接收到之雜訊功率，Nr 為接收機之雜訊功率值，D 為 LOG AMP 放大器之平均增益。

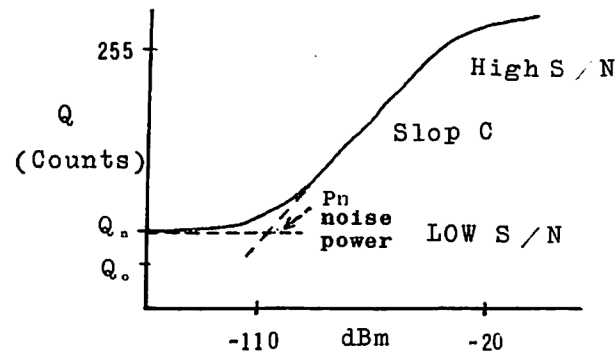


圖 5.4 A/D 轉換器所讀出之雜訊功率

則  $Q = C \text{ LOG}[D(P_r + N_r)] + Q_n$ 。(Q<sub>n</sub> 為當 LOG AMP 之輸入為 0 時的 COUNTS)

$$Q = C \text{ LOG} D + C \text{ LOG}(P_r + N_r) + Q_n$$

令  $A = C \text{ LOG} D + Q_n$

則  $Q = C \text{ LOG}(P_r + N_r) + A$

當  $S/N \text{ 比} \ll 1 \text{ 時}$

$$Q_n = C \text{ LOG}(N_r) + A$$

$S/N \gg 1 \text{ 時}$

$$Q' = C \text{ LOG}(P_r) + A$$

若  $Q' = Q_n \rightarrow P_r = N_r = P_n$  (noise power)

故上式之結果在曲線於低 S/N 比等於曲線之高 S/N 比時成立，故此時的 Pr 值即為雜訊功率值。



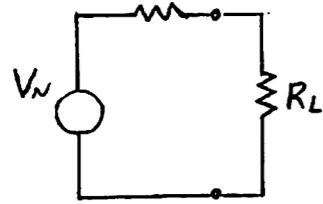


圖 5.5 導體內部雜音電壓電路圖

NOISE POWER 亦可由系統溫度及頻寬來求出即：

Pn=KT Bn 此理論之解釋係由於導體內部熱能導致產生雜音電壓Vn。(見圖 5.5)在熱耦理論為電阻在某一個溫度T。時所產生之熱耦電壓。此電壓Vn=√4KT BnR。

若RL為負載，則其負載功率

PL = (Vn^2 / 2) / R = (4KT BnR / 4R) = KT Bn.

※K為勃朗克常數

一般考慮若頻率與波長之比 f/r < 10^9 為白色雜音 (WHITENOISE)。並設室溫 290° K, Bn= 1MHZ, 時, Pn=-11 4dBm 之值為通用參考值 (REFERENCE)。

5.3 回波功率與反射率因素 z 之計算：

吾人已知雷達方程可寫成如下：

(z)dB=Signal Power (Pr)+20log(r)+RC

(常數)

在無目標物時，雷達之所能收到的便是雜訊，或是本身之雜音功率 (NOISE POWER)，則用上式亦可求出 Noise POWER 所相等的 Z 值，

已知 Pn=KT Bn. (K=1.38 x 10^-23 watt/°K)

Pn(dBm)=-198.6+10log(T:系統溫度°K)+10log(Bn,接收機頻寬)

又雷達常數RC=171.3+10log(PRF)-2G+20log(λ)-10log(θ,φ)-10log(K^2)-Pt(dBm)

PRF=雷達之來復頻 (HZ)

λ=雷達波長(公尺)

K=介電常數 (0.93 為水)

θ φ=波束之方位，仰 值，用弧度 (RADIAN)

G=系統增益 (dB)，即天線增益減去導波管 loss.

常數 171.3 為其他雷達方程內之因定數，並且包括 2.5dB 的 Log 平均損耗值。

若以下例數代入上式，則可得 -RC 值。

PRF=960HZ λ=0.1067m (S Band)

θ=φ=0.0171 弧度 (0.98°) G=42.2dB

Pt=1000Kw (60dBm)

S Band log AMP 頻寬=1200KHZ

則 RC=73.2

若 NOISE POWER 設為 -110dBm。(當系統雜音溫度 T=604°K) r=10Km.

則 dBZ=-110+20+73.2=-17.2dBZ.

5.4 都卜勒測速之原理：

都卜勒效應早為衆人所皆知，如火車之來向及去向其氣笛聲變化現象，都卜勒雷達之回波亦有頻率變化之情形，(只要目標物與雷達半徑，方向之間有相對的運動)，吾人發現，雷達與目標之距離若逐漸變小，回波之頻率增高，反之若二者距離加大，回波頻率下降。此種頻率之偏移稱為都卜勒頻率。

其頻率之大小。視雷達發射頻及相對運動之速度而定。

假定一個目標物距離雷達之距離為 r，並用頻率 f。(波長 λ) 傳播，則往返之總距離為 2r，若用波長為單位去測定，則 2r 內有 2r/λ 個波長，已知 λ=2π，所以有 2r/λ x 2π 個 Radian，吾人設自天線發射之電波原始相位為 φ，則返回之相位變成 φ=φ。+4πr/λ，又脈波與脈波之間，其相位之變化為時間之函數，所以 dφ/dt

=4π dr/dt

假定在距離 r 上，目標物沿雷達波速方向移動，則此目標物之速度 V=dr/dt，而且角頻率 dφ/dt 等於

2πf 所以 2πf=4πV/λ，即 f=2V/λ，式中 f 即所謂

都卜勒頻率，V=fλ/2，其值含有正、負號，若目

標物遠離雷達，其值為正，反之為負。又因 λ=c/f。所以 f=2Vf0/λ 故可知，都卜勒頻率之值，係與發射頻率及速度成正比。若目標之向量速度與雷達視線所成角為 θ 則目標與雷達之相對速度 Vr=VC-OSθ，當目標之移動路線與雷達視線垂直時 (θ=90°)，其相對速度為零，都卜勒頻率亦為零，當目標物沿著雷達波速方向進行時 (θ=0°)，則都卜勒偏移頻率最大。一般都卜勒頻率變化均在音頻範圍之內，表 5.1 為不同發射頻率及不同目標物速度所對應之都卜勒頻率關係。圖 5.6 顯示半徑方向速度情況。

都卜勒頻率 (HZ) 對目標物在不同波長下所求得之偏移頻率 Doppler Shift Frequencies in Hertz for Various Radar Wavelengths and Target Velocities

V (M/Sec)	Wavelength (Cm)			
	1.8	3.2	5.5	10.0
0.1	11	6	4	2
1.0	111	62	36	20
10.0	1,111	625	364	200
100.0	11,111	6,250	3,636	2,000

表 5.1 不同波長所求得之都卜勒頻率

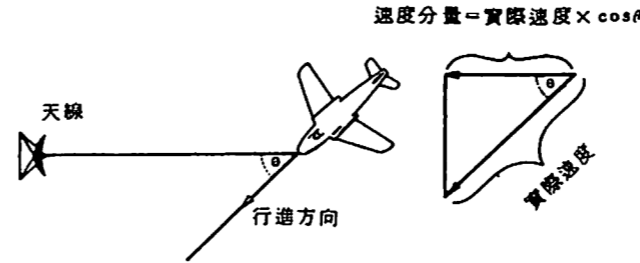


圖 5.6 半徑方向速度及分量圖解

在氣象上，吾人使用均為脈波式都卜勒雷達，其所發射的頻率多用 C.S. 或 X Band 者，脈波來復頻 (PRF) 在 300~2000 之間。脈波雷達，其測定都卜勒相位係在脈波與脈波之間，故必須有 2 個脈波方能比較出相位變化故最大都卜勒頻率可以為 fmax=PRF/2 亦可導出最大都卜勒速度 Vmax=±(PRF)λ/4，另可求出最大可辨距離 Rmax=1/2(C/PRF) 或 fmax=1C/4Rmax

或 Vmax=±λC/8Rmax

例：若 V=15M/S λ=10cm

則 f=300 HZ/Sec

5.5 平均都卜勒速度之計算 (MEAN DOPPLER VELOCITY)

實際用於都卜勒氣象雷達測出都卜勒頻率或速度的方法有多種，當今一般認為最快速的方法為所謂 Complex Auto Correlation 步驟。因為信號 (SAMPLES) 的程序在時間予以換置 (DISPLACEMENT) 後乃與其自身相關，且結果為一“相關指數” (CORRELATION FIGURE) 可求得相位之“變率” (RATE OF CHANGE) 或頻率偏移。參考圖 5.2 及圖 5.7 雷達在每次取樣回波中，經在相位比較器內與參考相位作比較後輸出一個 I (INPHASE VIDEO) 及 Q (QUADRATURE) 信號。從複數平面上，假設有一向量 Z 以頻率 f 旋轉，則我們可定出二個位置 Z0，及 Z1，分別表示 Z 在 t0 及 t1 時的位置。即

Z0=Aexpj2πft0=Acos(2πft0+jA SIN(2πft0))=X0+jy0

Z1=Aexpj2πft1=Acos(2πft1+jA SIN(2πft1))=X1+jy1

式中 A 為向量 Z 旋轉半徑大小，亦就是信號之強度大小。j=√-1, X0 及 X1 均是實數 (Real) 部份，或叫 INPHASE 信號。Y0 及 Y1 是虛數 (IMAGINARY) 部份，或叫 QUADRATURE 信號。若吾人將 Z0 變為共軛複數 Z0'，然後 Z1·Z0'，可得其乘積恰為二個複數之角度差。

Z1·Z0'=A·Aexp[j2πf(t1-t0)]

式中 t1-t0 恰可設為雷達之 PRT, (PULSE REPETITION PERIOD)

T=1/PRF, 此即為 Pulse-PAIR AUTOCORRELATOR 之處理方式。In-Phase 及 Quadrature 二路徑每次在雷達取樣後輸出數位化的值 (每個 Range Gate)，並化為一對複數形態。對每一個 RANGE GATE，在計算時，現時的每個取樣波會乘上一個經儲存 (DELAYI PRT) 且已共軛複數化的數，然後現時

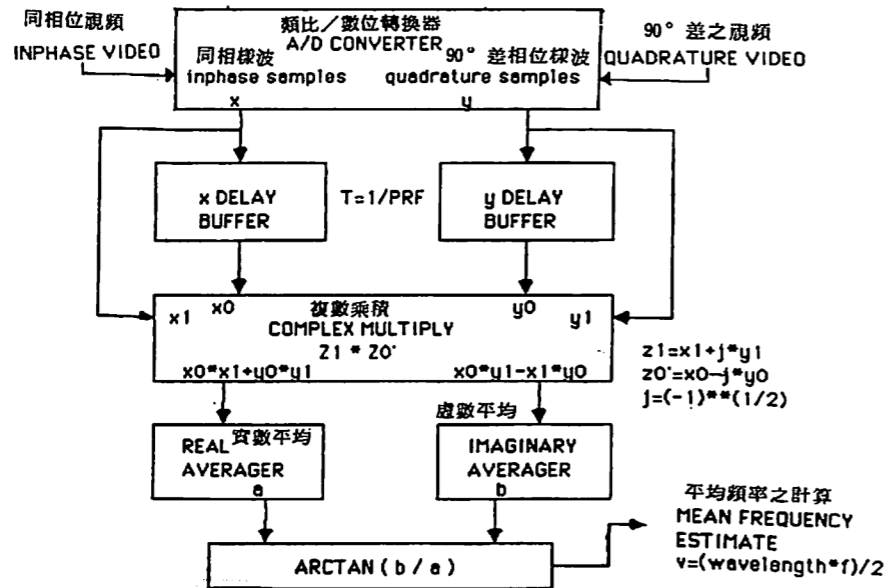


圖 5.7 Pulse-Pair Autocorrelator.

的這個取樣化成共軛後，變成下回待用，如此重複，一般取樣次數多為32~64次，如此能使固定雜訊去除情形較好。多次取樣後的都卜勒相位角即可用實數與虛數獲得，如下：

$$2\pi f = PRF \text{ ARCTAN} \left\{ \frac{\text{avg} [\text{Imag} (Z_1 \cdot Z_k^*)]}{\text{avg} [\text{Rea} (Z_1 \cdot Z_k^*)]} \right\}$$

( $Z_1 \cdot Z_k^*$  為成功之取樣波在多次取樣後之平均值)

在 COMPLEX AUTOCORRELATION 之運算中，若僅 DELAY 1 個 PRT，吾人可定義此步驟為 R(1)

$$R(1) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Z'(n) \cdot Z(n+1)$$

則到此我們利用所謂 Pulse-Pair 的方法，很快地便得所謂平均徑向都卜勒頻率 (或速度)，亦叫做都卜勒波譜 (POWERSPECTRUM) 的第一個 moment (First moment)。

$$V = \lambda PRF \text{ Arg}(R(1)) / 4\pi$$

(以  $f = \frac{PRF \text{ ARC (略)}}{2\pi}$  代入,  $V = \frac{\lambda f}{2}$ )

由於資料在計算過程中均為數位，故終結之平均速度值亦為一計算數值 COUNTS，吾人利用-8位元 (8bit) = 256，之不同 Counts 來表示都卜勒速度從 -VMAX 至 +VMAX，VMAX 為都卜勒之最大可辨速度，而摺速之計數值為 128。COUNTS 0 表速度等於零。故都卜勒速度可由下式來出。

$$\text{VELOCITY} = \text{VMAX} \cdot \text{VELOCITY COUNTS} / 128$$

當都卜勒頻率為正偏時 (SHIFTS) V 為負值，表示目標物接近雷達。

另外吾人尚可用所謂 Normalized Coherent Power (NCP) 來表示都卜勒之速度品質。

$$\text{NCP} = |R(\tau)| / R(0)$$

$R(\tau)$  為都卜勒頻率所換算成的功率值。

$R(0)$  為由線性放大器之輸出值。

所以若  $R(\tau) = A + jB$ ，則  $|R\tau| = \sqrt{A^2 + B^2}$

$$R(0) = P_s + P_n \quad (P_s = \text{Linear Power})$$

$P_n = \text{Noise Power}$ 。

若 NCP 值低表示

(1) 信號之 S/N 比低，且有較高的 NOISE POWER。

(2) 具有低的  $|R(\tau)|$  值，及寬的波譜分佈，都卜勒速度值不佳。若 NCP 值高，表示：

- (1) 具有低的 NOISE POWER，及高的 S/N 比
- (2) I、Q 之 Auto Correlated 相關度高，都卜勒速度值正確。

圖 5.8 為顯示取樣時間 (=PRT)，及相位變化。

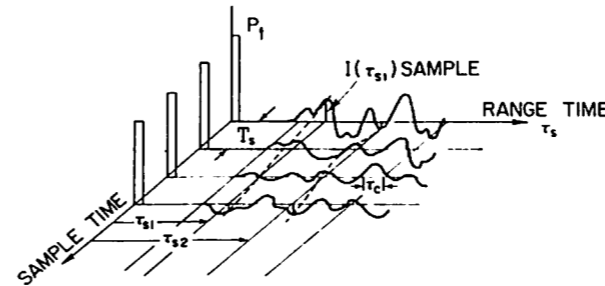


圖 5.8 為顯示取樣時間 (= PRT )，及相位變化

圖 4.9 為顯示都卜勒回波之相位關係

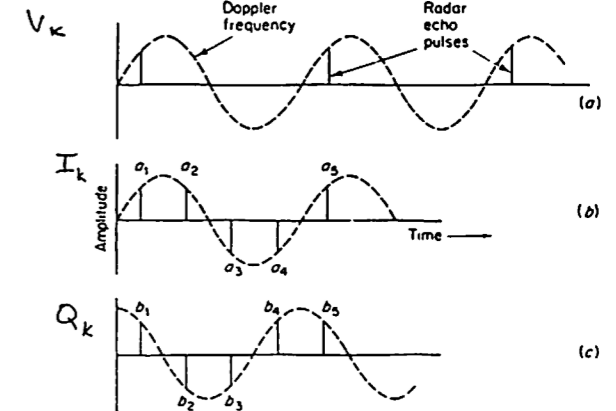


圖 5.9 為顯示都卜勒回波之相位關係

圖 5.10 為一典型之都卜勒處理器方塊：

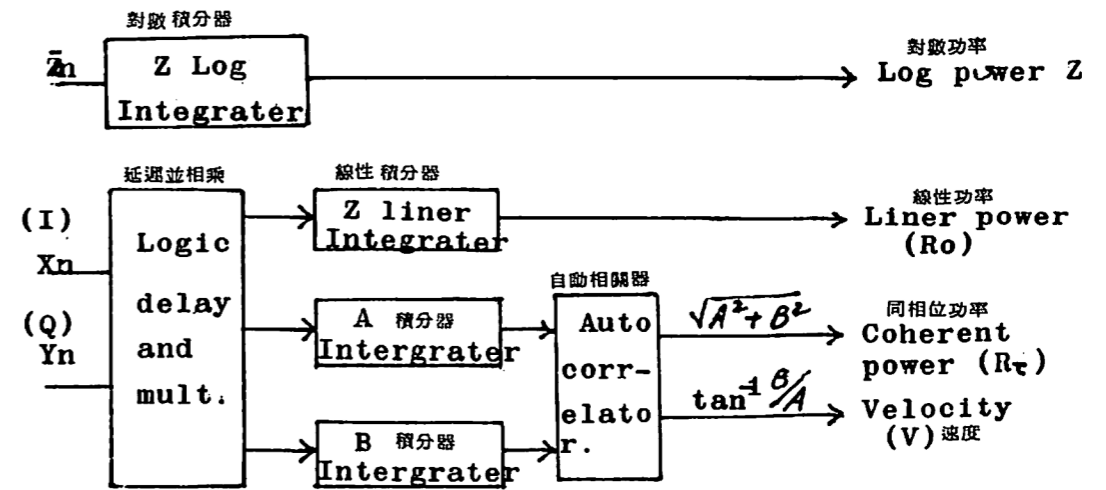


圖 5.10 為一典型之都卜勒處理器方塊

上述經由都卜勒處理所獲得之平均都卜勒徑向速度為都卜勒氣象雷達最基本之輸出資料之一，亦為氣象觀測人員觀測雷達時最先直接由彩色監視螢幕上所見到的色彩影像。在單一都卜勒雷達之觀測時，吾人從雷達平面回波圖上應大約可總結歸納出如圖 5.11 幾種回波類型，讀者應可自由由上面風速及左邊風向之變化，解釋其中每一個圖形所代表之含義，觀測人員初期常會因色彩之複雜而不易

研判，在多次之觀測經驗後應可適應。圖 5.12 則為一標準理想風暴級回波圖型，一般影響飛行之危險天氣，當屬此類。都卜勒回波之判別，並不輕鬆，氣象觀測人員最好能具備有雷達氣象之知識，則從學理與實際上去共同印證，較能得心應手，而且觀測當時之各種氣象資料如探空，地面報告，飛行報告，各種天氣圖，衛星照片等，亦須參考以找出危險天氣之可能存在地區。



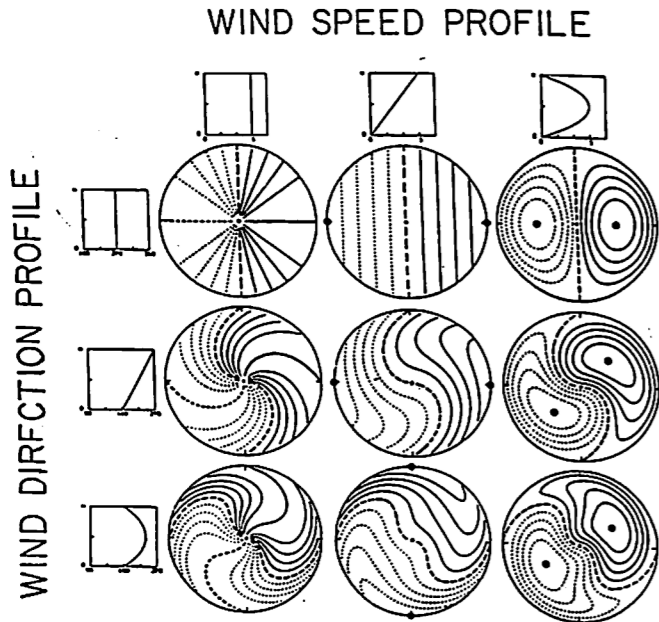
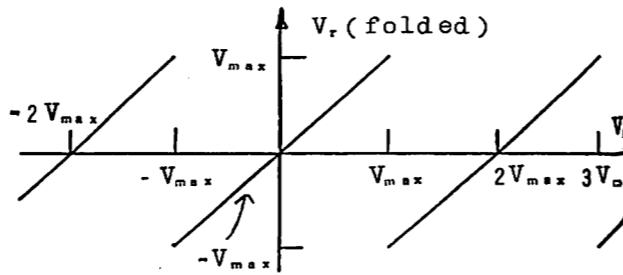


圖 5.11 不同之幾種都卜勒速度回波圈型範例。上為風速與高度之變化。左為風向與高度之變化關係。二者一併即可說明每一例子之圖形含義。

5.6 速度之摺速 (Velocity Folding)

當目標物之移動速度，假設由慢漸快，最後若快到在雷達脈波對脈波取樣間為  $\frac{1}{4}$  時，則回波在天線與目標物來回就變成了  $\frac{1}{2}$  入，則此時目標物之回波相位變成與原來相同，此時我們稱為都卜勒速度已達摺速 (FOLDING VELOCITY)，吾人必須注意，此時若目標物之速度加快，甚致為此摺速值之倍數，而其結果在雷達仍顯示為原來之速度，換句話說，速度在  $-V_{max}$  與  $V_{max}$  之間來回重複，(見圖 5.13)，像一三角波形，此波形之週期必須在目標物移動在 Pulse to pulse 之間為  $\frac{1}{2} \lambda$  時才會發生，因此，此三角鋸齒狀波形可恰為速度之週期函數，也就是  $\lambda \cdot PRF/2$ 。由於區間係包含正及負的值，所以最大之可辨速度為  $\lambda PRF/2 \times \frac{1}{2} = \lambda PRF/4$ 。另外我們亦可用前提及之都卜勒最大偏移頻率為  $f_{MAX} = PRF/2$

現在已知  $V = \lambda \cdot DOPPLERf/2$ ，代入  $f_{MAX}$ ，則  $V_{MAX} = \lambda \cdot PRF/4$ 。(m/s)



目標物之摺速與真實速度之間關係 Relationship between the true and folded Doppler velocities for a target.

圖 5.13 都卜勒之摺速

最大可辨距離與速度二者乃互有關係，此因取樣方式影響之故，即 PRF 值。因此 PRF 同影響都卜勒之最大可辨距離及速度，為方便參考  $V_{max} \cdot R_{max}$  可等於一常數即  $V_{max} \cdot R_{max} = C$ 。8 以 "NCAR" S Band 雷達為例，此值等於 4,000 (m · km/s)。

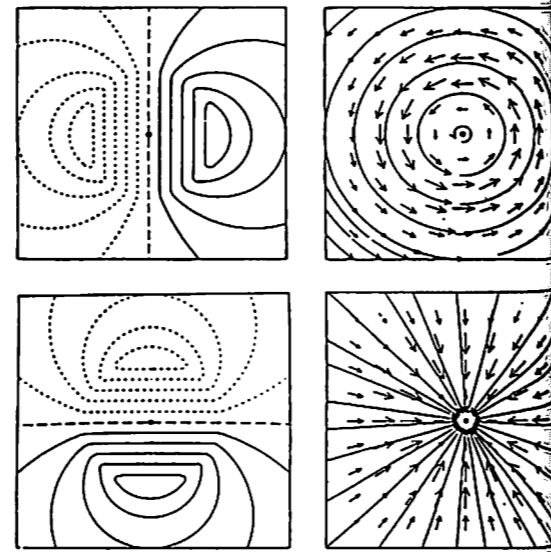


圖 5.12 理想之“暴風”級都卜勒回波 (平面上) 左為 PPI 平面都卜勒速度圖形，右為同一回波之圖形之風場圖，上為颱風氣旋，下為收斂氣流。

5.7 距離之反摺 (Range Folding)

雷達之脈波來復頻率 (PRF) 決定了雷達接收機在下一個脈波送出去前這段接收的時間，而這段時間亦即代表雷達之最大可辨距離，以下表之：

$$R_{max} = CXT/2 = 150,000/PRF \text{ (km)}$$

(PRF 單位為 HZ/秒)

因此若一個雷達其 PRF 為 1000 HZ，則其最大測距為 150 公里，現假設若存在一目標物 (如雷雨胞) 其中心位於 170 公里處，且尚有足夠之回波入射回到雷達天線端，那麼在此回波抵達天線端的同時，雷達的另一脈波早已發出，則此時 170 公里處的目標物，其回波會出現在此脈波距中心點 20 公里處，此即為吾人所稱之“第二次回波” (Second trip echo) 或叫“距離反摺” (Range folding)，此種回波信號雷達並無能力加以分辨故仍被視為正常信號加以處理，但吾人若從其平面顯示器螢光幕上則可見到此種二次回波多半呈現在距中心不遠處，且回波強變弱，形狀細長。二次回波通常消除的方法為雷達使用低 PRF，將影響都卜勒速度之測速能力，為解決上述問題，目前多採用所謂低、高之 PRF 二者互相交錯發射，如圖 5.14，即在發射若干個低的 PRF 之後，發射一連串高的 PRF。由於處理都卜勒信號的回波均為所謂“相同” (COHERENT) 電壓，故二次回波信號在都卜勒模式上可被視為“白雜音” (WHITE NOISE)，對都卜勒速度之計算僅有極微小之影響。在計算回波強度方面，一連串的低 PRF 測定回波功率值，使得原來之二次回波問題得以解決，並獲得清楚之回波顯示。

Illustration of a transmitted pulse train alternating a low PRF for range measurement with a high PRF for Doppler velocity measurement.

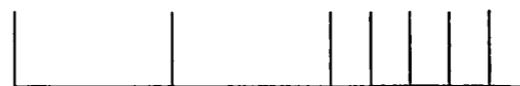


圖 5.14 使用二種 PRF 解決反摺問題

5.8 都卜勒波譜寬度 (Spectrum width)

因為雷達所測定之目標物 (如雨滴) 其非單一物體，而是為一廣大分佈體，故在每一個雷達回波脈波容積內，實際為充滿成千上萬之小雨滴，此等雨滴以某個相對於雷達位置的速度一致性地移動，吾人並發現此等移動速度之分佈 (在若干個取樣之後) 為呈現“高斯分佈”之情形，且亦即為都卜勒偏移頻率之分佈波譜。

在使用 Pulse-Pair Autocorrelation 步驟、吾人知若信號為一純 Sin 波形，則在 (Complex Autocorrelation) 之後，我們發現其在所有之 delay 時間，均為與其自身為相關 (correlated)，因此 Autocorrelation FUNCTION 對處理一個頻率譜很小的分佈，其所得的 Autocorrelation function 分佈很寬，相反地，如“純雜音” (pure noise) 此種極寬分佈的信號，我們發現僅有在 ZERO delay 時有最大的“相關”，其他則無，所以 Autocorrelation function 對於一個具有寬頻譜分佈的信號，其結果必為非常窄，所以此等寬窄之情形另一方面就代表了信號之波譜，亦即為吾人所求者。

已知都卜勒之速度  $V = f \lambda / 2$ ，再從 pulse pair 公式中配合“高斯分佈”之等化，可用公式如下求得“譜寬度”值 W

$$W \text{ (m/s)} = \frac{\lambda PRF}{\sqrt{8\pi}} \sqrt{-\ln [NCP(1+SNR^{-1})]}$$

其中 NCP 為 normalized coherent power 即等於  $|R(\tau)| / R(0)$  之值，且  $R(0) = P_s + P_n$ ， $P_s$  表信號強度。PN 表 noise power.

SNR 為信號雜音比，即等於  $P_s / P_n$  另當信號功率值大於 -90 dbm 時， $SNR^{-1}$  項可除去。

另外  $R(0)$  之值尚須考慮由於 noise power 在 Autocorrelation function 中若 delay  $t=0$ ，為“自相關”故 NOISE POWER 必須自  $R(0)$  值中予以消除，否則會使所計算出來的寬度值過大，影響準確。上述所得之寬度值其準確度在信號值大

於雜波值 5db 以上時，有 1 - 10 M / S 誤差，標準的偏差在幾公尺 / S 之間。

波譜寬度在研究氣象目標物之回波特性上有其特別用處例圖 5.15 為一典型之回波波譜分佈圖形，左為測試信號，顯示波寬 = 0，中間為一般常伴之“雜波”(clutter) 右方即為氣象回波，顯示波寬 > 0。都卜勒波譜寬度對於確認大氣中之亂流、風切、及下降速率頗有用。圖 5.16 為另一實際例子，顯示出一都卜勒波譜曲線在低仰角 (2.4°) 及距離 88.8KM (公里) 上所獲得情形，其取樣次數為 64 次，實線代表每 5 個取樣值之平均之後所得曲線。圖 5.17 分別表示不同大氣現象情形。另圖 5.18 則更清楚表示出取樣容積內之波譜所含意義。

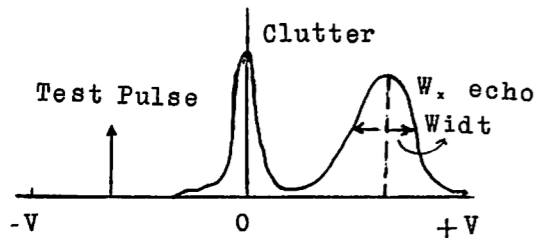


圖 5.15 為一典型之回波波譜分佈圖形

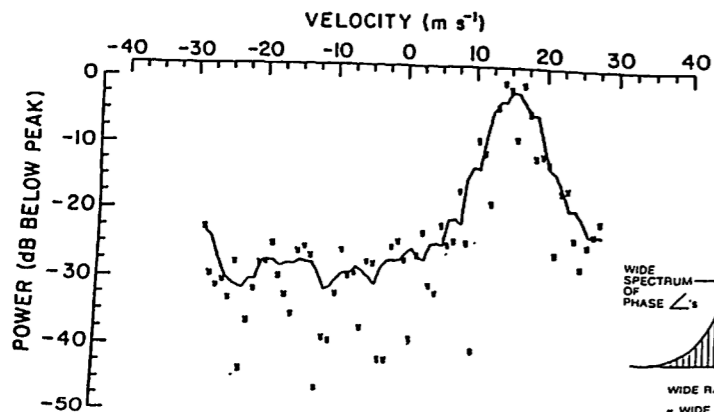


圖 5.16 64 次回波之波譜曲線實例

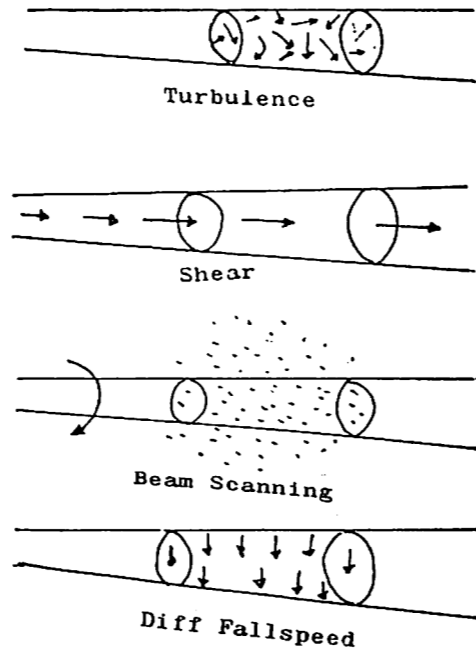


圖 5.17 不同大氣現象情形

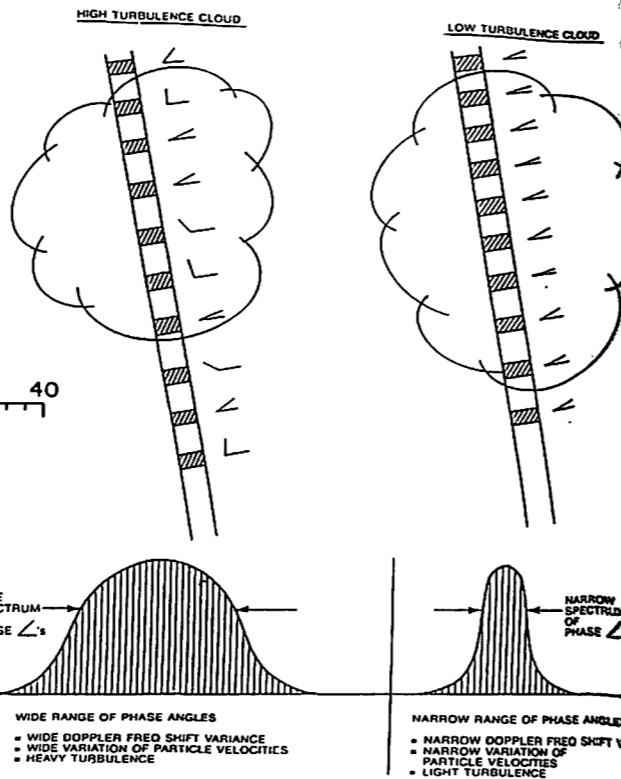


圖 5.18 取樣容積內之波譜所含意義

### 六、接收機溫度、天線溫度、系統雜音、太陽校正之檢測

由前第四章中，吾人從雷達方程中可知，式中各項值如 Pt 發射功率，天線增益 G，系統雜音等值其正確性直接影響雷達之定量測量，而這些數值均包含於雷達常數值內 (RG 值)，故此值必須時常加以檢測以使雷達之回波強度或速度資料具有正確之可靠性。

雷達一般最重要而且須時加以檢查的為系統雜音，及系統增益，此二種測試結果同時清楚說明雷達之性能是否保持正常。系統雜音之測量借助雜音測試管 (noisetube)，而系統增益則借由太陽所產生之熱源雜音進行所謂太陽校正 (solarcal) 完成之。

圖 5.1 為一般進行該項測試幾個測試點圖解。

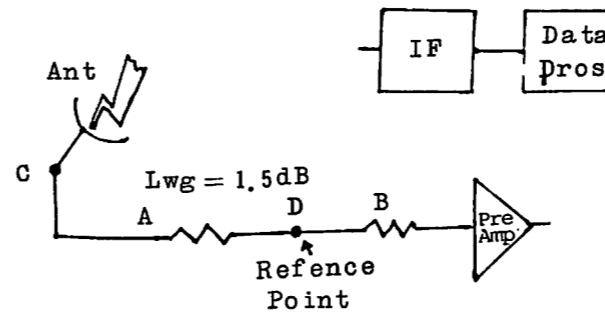


圖 5.1 一般進行測試幾個測試點圖解

#### 6.1 接收機溫度、天線溫度、系統雜音之計算

計算雷達之系統雜音必須先求出其系統溫度，已知雷達之系統溫度 Tsys 可等於接收溫度 Trec 加上天線溫度 Tant

$$\text{即： } T_{\text{sys}} = T_{\text{rec}} + T_{\text{ant}}$$

其中 Trec 包括循環器溫度 (收發裝置) 及 TR 管，低雜音放大器項之總和，一般為 500° K - 8000° K 之間，Tant 則含天空溫度，導波管損耗溫度，地表溫度，等一般合計為 100° K 左右。

參考 6.1 圖，測試之前吾人將雜音管 (noisetube) 之輸出由 c 處輸入，由 IF 處之輸出接上功率表，則此時可得一值 P (NT at ANT)，另再將雜音管移到 D 處，又在 IF 處得一值為 P (NT at Rx)，然後再把 D 處 (參考點) 接上假負載 (Dummy Load) 再由 IF 處得一值為 PDL，最後去掉假負載，將天線正對藍天空由 IF 處得一值定為 Pbs。假設各值進行結果並利用幾個相對之關係求出接收機溫度及天線溫度如下：

(NT 表 NOISE TUBE)

$$P(\text{NT at Rx}) - P(\text{DL}) = 10.2 \text{ dB} \rightarrow$$

$$10.471 (\text{Ratio factor})$$

$$P(\text{NT at ant}) - P(\text{DL}) = 8.7 \text{ dB}$$

$$P_{\text{DL}} - P_{\text{BS}} = 0.75 \text{ dB} \rightarrow 1.189 (\text{Ratio factor})$$

$$\text{則 Wave guide LOSS} = 10.2 - 8.7 = 1.5 \text{ dB}$$

(從 C - D)

則接收機溫度 TRX 可由下式求出：

$$\frac{T_{\text{NT}} + T_{\text{RX}}}{T_{\text{DL}} + T_{\text{RX}}} = 10.471 (\text{Ratio factor})$$

$$T_{\text{RX}} = \frac{1}{R-1} (T_{\text{NT}} - R \cdot T_{\text{DL}})$$

$$= \frac{1}{9.471} (11100 - 10.471 \cdot 290)$$

$$= 851.4 \text{ } ^\circ\text{K} \text{ 設 NOISE TUBE } 11100 \text{ } ^\circ\text{K}$$

$$\text{Dummy Load, } 290 \text{ } ^\circ\text{K}$$

則接收機溫度為 851.40k.

另求出天線溫度 TAN 如下：

$$\frac{T_{\text{DL}} + T_{\text{RX}}}{T_{\text{AN}} + T_{\text{RX}}} = 1.189$$

$$T_{\text{AN}} = \frac{1}{R} (T_{\text{RX}} + T_{\text{DL}}) - T_{\text{RX}}$$

$$= \frac{1}{1.189} (851 + 290) - 851$$

$$= 108.9 \text{ } ^\circ\text{K}$$

則系統溫度 Tsys = 960° K (即 851 + 109)

則系統雜音  $P_n = KTB_n = K(960^\circ) \times (1.9\text{MHz}) = -106\text{dBm}$  (設  $B_n = 1.9\text{MHz}$ )  
 另已知由 C 點到 D 點之損耗為 1.5dB, 則換算成發射效率為 70.8 % 即

$$L_{wg\ loss} = 1.5\text{dB}$$

已知:  $G = 10 \log n$     $Loss = -10 \log n$   
 (n 為效率)

所以  $1.5 = -10 \log n$   
 $-1.5 = 10 \log n$   
 $-0.15 = \text{LOG } n$

則效率  $n = 0.708 \rightarrow 70.8\%$   
 又天線之“本身溫度”亦可求出公式為

$$T_{ant} = \frac{T_{AN} - T_{wg}(1 - \ell) - T_{SKY}}{\ell}$$

( $\ell =$  效率 0.708 )

$$= \frac{109 - 290 \times 0.292}{0.708} - 3^\circ \text{K}$$

( $T_{SKY} = 3^\circ \text{K}$ )  
 $= 31^\circ \text{K}$

### 6.2 太陽校正之計算 (Solar Calibration)

利用太陽所含之電磁波微波能量, 吾人可用來測定雷達之系統增益。此測定亦同時可完成天線之指向位置。系統增益值若沒有變動, 與原設計相符即說明雷達之硬體結構如導波管、天線等均保持正常的位置, 吾人首先將雷達天線指向太陽並設獲得下式及值:

$$P_{sun} - P_{sky} = 4.30\text{dB} \rightarrow R = 2.692$$

則太陽之溫度  $T_{sun}$  可求出, 即

$$\frac{T_{sun} + T_{sys}}{T_{sys}} = R = 2.692$$

已知  $T_{sys} = 960^\circ \text{K}$   
 所以  $T_{sun} = (R - 1) T_{sys} = 1.692 \times 960 = 1624^\circ \text{K}$   
 所以  $T_{sun}$  太陽溫度 =  $1624^\circ \text{K}$   
 若假設為 C Band 頻率, 吾人再求 C Band 頻率入射到天線之 Flux. (設在  $F = 5460\text{MHz}$ )

已知  $F_{4995}$  及  $F_{8800}$  (即 4995MHz 及 8800MHz) 二個頻率當日由 NRC 提供 (National Research Council) 其單位照度為 108 及 260 Flux. 則吾人可求出  $F_{5460}$  之 unit flux 為

$$\left(\frac{F_{4995}}{F_{8800}}\right)^{.843} F_{8800} = \left(\frac{108}{260}\right)^{.843} \times 260$$

$$= 123.973 \text{ Flux} \times \text{units}$$

$$\approx 124.0$$

又已知 Solar Flux 為  $10^{-22} \text{ W/m}^2/\text{Hz}$  故換成功率為  $124 \times 10^{-22} \text{ Watts/m}^2/\text{Hz}$ , 又考慮大氣衰減率及 C Band 之天線面積, 已知  $\lambda = 5.47$ .  $D = 3.66$  (直徑) 所以天線面積  $A = \frac{\pi D^2}{4} = 10.51 \text{ m}^2$ , 且上述修正  $124 \times 0.444 = 55.056 \times 10^{-22}$

則天線所收到之理想 Flux  $F_{intercepted}$  等於

$$55.05 \times 10.51 = 578.64 \times 10^{-22} \text{ W/Hz}$$

則  $F_{inter}$  Flux 換算成溫度為

$$F_{inter} / ^\circ \text{K} = 4193.033 \approx 4193^\circ \text{K}$$

所以雷達之系統效率  $\eta_{sys}$  為

$$\frac{T_{sun}}{T_{inter}} = \frac{1624}{4193} = 0.387 \rightarrow \text{系統 Loss}$$

$$L_{sys} = 4.12\text{dB}$$

又系統效率  $\eta_{sys} = \eta_{ant}$  (天線效率) +  $\eta_{wg}$  (導波管 Loss)

所以天線效率  $\eta_{ant} = 4.12 - 1.5 = 2.62\text{dB} = 54.7\%$

又吾人已知  $G_{sys}$  (系統增益) =  $D_{ant}$  (天線方向性) -  $L_{sys}$  (系統損失), 又  $D_{ant} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} = 4415$

所以  $D_{ant} = 4415 \rightarrow D = 46.44\text{dB}$

所以  $G_{sys} = 46.44 - 4.12 = 42.30\text{dB}$

所以得出系統增益為 42.3dB.

雷達之系統增益檢驗除上述之方法之外, 尚有其他方法, 例如使用在某一固定距離上之信號產生器產生之射頻, 向雷達發射, 亦可得出。不論使用何種方法其結果值均極為接近。雷達之系統增益測量由於步驟繁複, 一般僅在雷達製造工廠於雷達出廠之前完成之, 但研究用之雷達, 則不同, 要求於固定之時間使用後做一次測量。一般商用雷達則僅施行所謂 MDS 測量, (雷達最小可偵測感度), MDS 測量很容易完成, 但誤差值較大, 僅能做一參考, 不同的人做 MDS, 常有不同之值差, 有時竟可能差到 1~2 dB。

另外商用雷達若要求裝設可測量系統增益之設備, 亦將大大增加其支出成本, 除非必要, 否則商用雷達一經檢驗出廠, 並經使用者做完 MDS 測量之後, 其輸出之資料應視為可信。

### 七、雷達主要硬體設備

雷達之各項主要硬體組件多集中在發射與接收系統內, 圖 7.1 為此等組件之簡圖。這些組件中, 比較昂貴而重要者包含天線, 雙向耦合器 (Duplexer), 低雜音接收放大器 (LNA) 及混波組件, 調速管, 磁控管等。

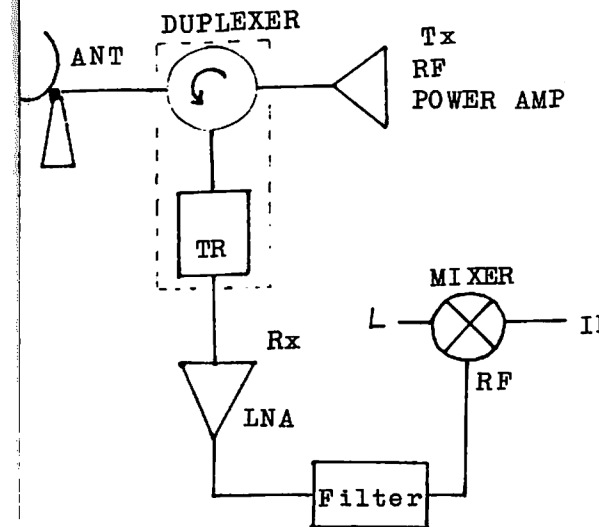


圖 7.1 主要硬體組件及位置

### 7.1 發射機 (TRANSMITTER)

雷達之發射機簡單地說可由下面三部份組成, 即電源供應 (POWER SUPPLY), 調變器 (MODULATOR) 及功率放大 (POWER AMP) 或者有些雷達叫振盪器。

這些組件之功能目的在將某個強度的電力功率轉換成發射頻率 (RF) 信號, 並借天線傳送出去, 圖 7.2 為發射機之簡單組成, 發射機之最大問題在於其散熱問題, 往往一個典型之發射機效率只有 10~30% 之間, 大部份熱均不能利用。不同之用途及性能要求, POWER AMP 部份有使用磁控管或調速管者 (KLYSTRON), 磁控管係為一種所謂 crossedfield devices, 而調速管則為一種 Beam Power tube。

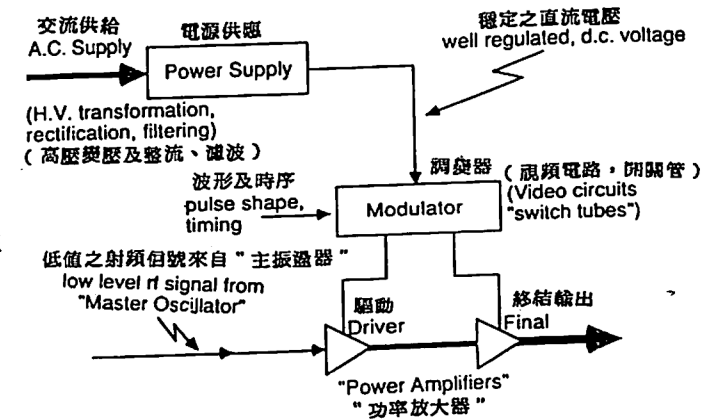


圖 7.2 發射機之 POWER SUPPLY, MODULATOR, 及 POWER AMP. (OSCILLATOR)

磁控管 (Magnetron) 主要原理利用將高電壓、電流之能量送入磁控管之真空腔, 並形成如結構狀之“電子雲”順其電子彈射物理, 穿越電場及磁場。而調速管之原理係使用調速管內之陰極產生一電子束, 由陰極向陽極間加速, 當低能量之 RF 進入此加速方向路徑時, 此 RF 就會被撞及並增加 RF 之電壓值能量使 RF 之能量上升。圖 7.3 為一般典型之磁控管外觀, 圖 7.4 為一般常用之調速管外觀。

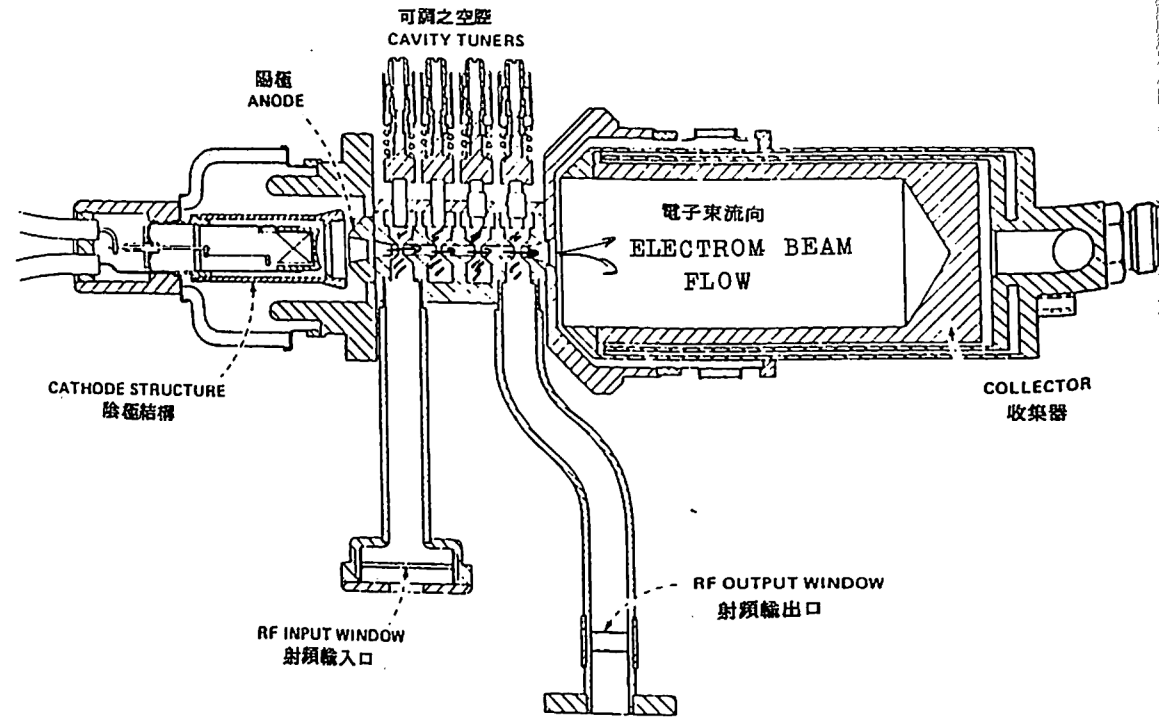


圖 7.4 典型之調速管放大器剖面

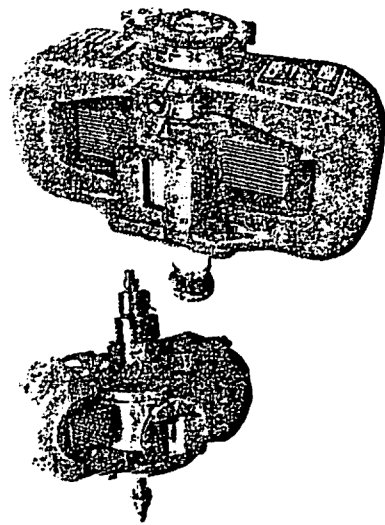


圖 7.3 典型之磁控管

另圖7.5說明RF能量之輸出變大情形，在都卜勒氣象雷達而言由於都卜勒資料均為所謂“同相位”(COHERENT)功率，故對發射機所發射之RF頻率其相位穩定頗重視，由於調速管相位穩定性及線性較磁控管佳，故良好的都卜勒氣象雷達使用調速管，可得低誤差的都卜勒信號。

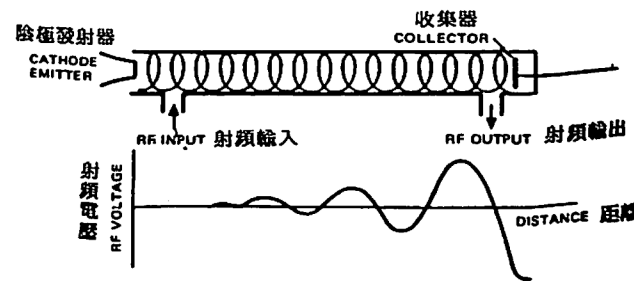


圖 7.5 RF out put 電壓增加

調變器之功能在產生雷達發射所要求的波型，調變器之輸出可接於磁控管或其他放大管，作為能量之來源。圖7.6為一基本雷達調變器之能量補充簡圖，能量由外加之電源獲得，並於雷達之脈波與脈波發射之間開始充電儲存，充電阻抗(CHARGING IMPEDANCE)限制充電之快慢，中間之Switch控制了充電能量之放出時間，此Switch由雷達之系統觸發波(System trigger)控制，當能量放電時，則負載(磁控管)可形成一固定時間寬度之脈波形，並為RF頻率，充電阻抗部份並於充電能放電時防止倒流回左邊之能量來源部份，保護不受損。

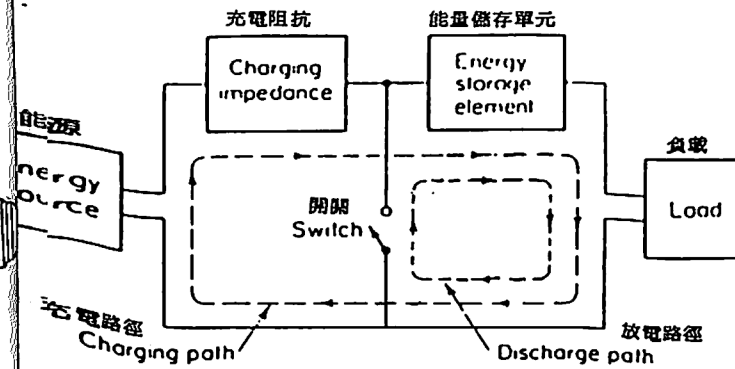


圖 7.6 雷達基本脈波調變器原理

圖7.7為實際典型用於一般磁控管式之雷達調變器。

充電阻抗使用電感，Switch使用一充氣管，(或亦可使用其他如Spark gap, SCR)平常於待通狀態，磁控管前並接有一變壓器以匹配負載。Bypass diode(旁路半導體)係用在保護充氣管及前面之電路不受由變壓器反射回來之反向電流燒燬。阻尼電阻(damping)及despiking電路係在消除脈波因不完整匹配引起前緣及後緣之小尖波，此等情形會造成一些假信號回波。

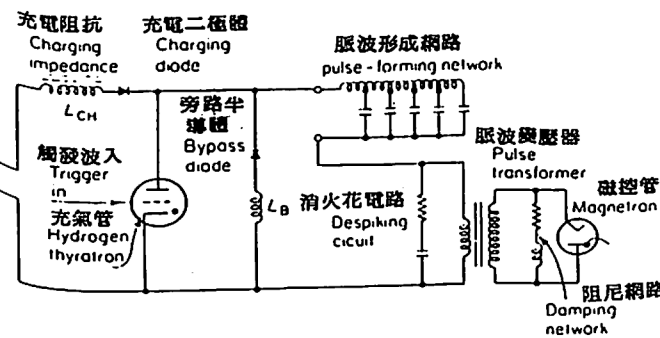


圖 7.7 脈波調變器之實際電路

### 7.3 雙向偶合器 (duplexers)

由於雷達使用同一天線作為發射及接收回波的功用，雙向偶合器即為解決收及發互不干擾的元件，雙向偶合器種類很多，有使用TR (Transmit-Receive)管及ATR (Anti TR)管作成的，亦有不需TR管如循環器(CIRCUL-

ATOR)圖7.8為使用TR及ATR之雙向偶合器，圖7.9為使用TR之雙向偶合器。

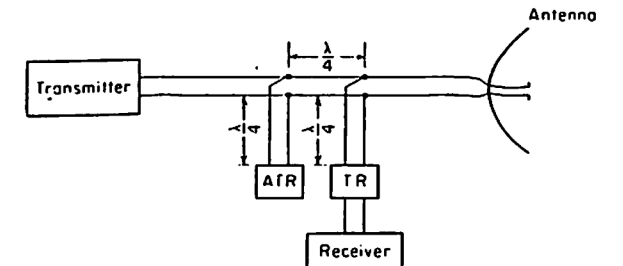


圖 7.8 使用TR, ATR之duplexer.

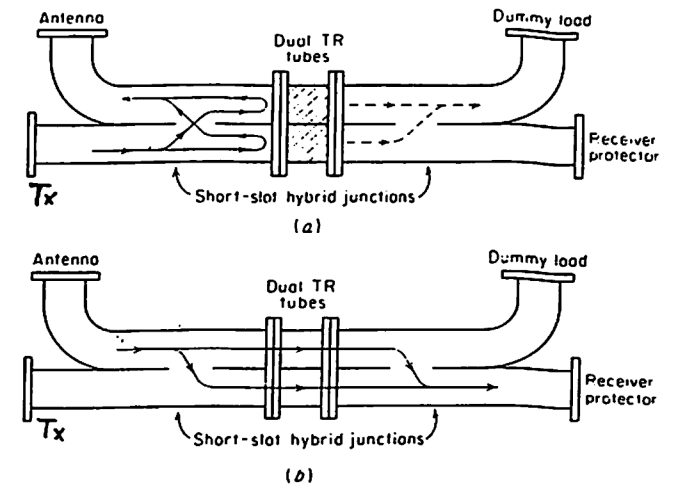


圖 7.9 使用TR之duplexer. (a) 為發射(b)為接收。

TR管可分為二種，一種須加Keep-alive電壓，另一種不須加，稱為Passive TR，前者由於雷達在關機後Keep-alive消失，故此時天線若收到來自其他的強信號，會使接收機內之低雜音放大器損壞。

使用TR或ATR之雙向偶合器，由於TR管並不能完全防止所有之能量不進入，故其後必須伴隨一個二極體限制器以保護接收機端。圖7.10為使用循環器作為duplexer及其保護電路簡圖。

TR管觸發後其一般對信號之控制能力為90dB，保護電路將漏入之信號予以排除，另大

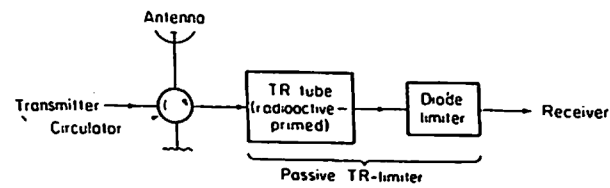


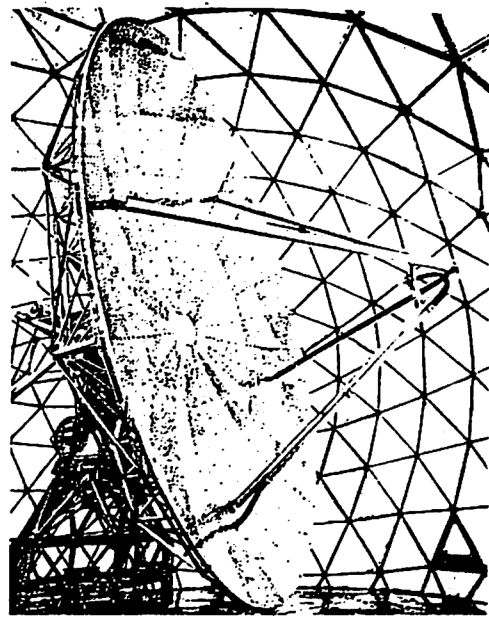
圖 7.10 循環器及其保護器

部分之信號被控制後並反射回去由假負載 ( Dummy Load ) 吸收。現一般雷達多用循環器作 duplexey 因其體積小，長壽命，並且頻率寬。

### 7.4 雷達天線

氣象雷達使用之天線為具有反射面如拋物線狀之反射天線，由於氣象雷達測定回波以計算其能量大小，故對天線之性能要求很重視。

通常言之，氣象雷達天線之波束夾角愈小愈好，以使雷達之解析度提高，目前都用 1° 左右之天線，但吾人亦知當要求小的波束角，其天線之直徑必須增大很多，故在製造費用及天線之驅動設計上均造成麻煩，圖 6.11 為一般用於氣象雷達之天線



The National Severe Storms Laboratory's weather radar antenna reflector, shown inside its protective geodesic radome (radar cover dome). The reflector, a paraboloid of revolution, has a diameter of 9.14 m. The radiation source is the horn at the end of the curved (black) waveguide. The tubes extending to the right support the source and waveguide.

圖 7.11 直徑 9 公尺之 S Band 天線

外觀。雷達天線之主要功用有 2，即(1)將收集之發射電能以最小損失傳送出去(2)將發射之電能以成形以波束方式向外發出，並且可以控制此等波束之方向，同時在接收時亦提供了方向性，使不必要之雜波降到最小。

天線之波束形成角大小，除使雷達之解析度提高之外，亦同時提高了雷達之敏感度，圖 7.2 中，吾人可知當使用 1° 夾角之天線與 2° 夾角之天線作比較時，可發現 1° 夾角波束其在 200 公里

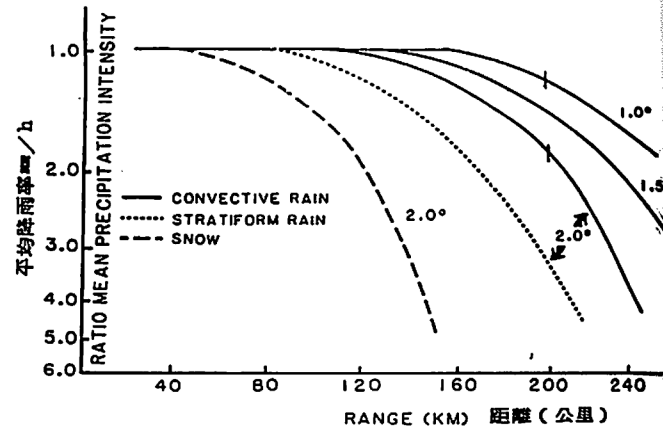


圖 7.12 不同天線夾角與可被測出之降水率對距離之分佈，實線代表對流性降水，點狀線代表層形雨，條點線為雪。

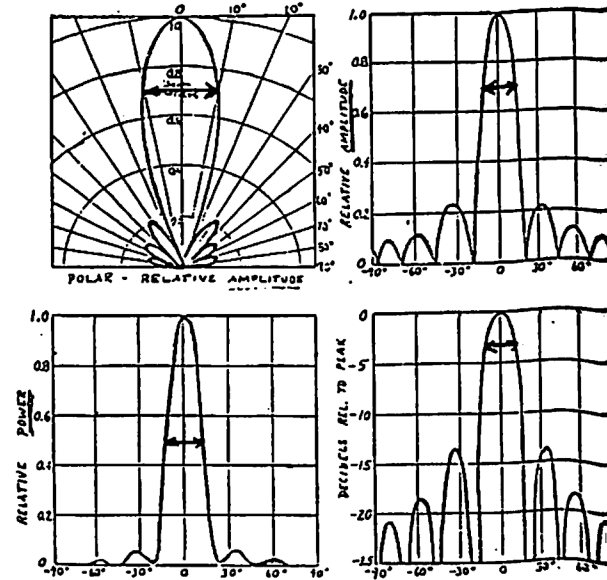


圖 7.13 不同之天線波束分佈圖

離上，仍可測出降水在 1.2 左右之值，而同點上之 2° 波束者，則必須有 1.8 降水率才被測出，因此選用小夾角之波束天線亦為提升雷達性能方法之一，天線之選用，於固定後，一般如未受到外在之力及，其機械變形之機會不大，檢測此等裝備是否正常可執行所謂系統增益檢查，即可查出。圖 7.13 為四種不同方式用以表示天線波束與功率分佈情形，為最常用之天線性能表示圖。

### 7.5 雷達混波電路

雷達混波電路之目的在將雷達之射頻 ( RF ) 轉成易於處理之中頻 ( IF )，且對原信號之形態沒有影響，幾乎所有之雷達其接收機混波均使用超外差 ( Superheterodyne ) 方式獲得中頻，都卜勒氣象雷達由於兼具檢測強度及相位，故其混波電路多一相位比較器 ( 或檢測器 )，圖 7.14 為常見用於使用調速管之類放大元件之混波電路，圖 7.15 為使用如磁控管發射元件之混波電路。又目前由於 RF。

放大元件之發展成功，不少雷達於其 RF 端亦裝上 RF 放大器以提高雷達之 RF 信號，增加敏感度。最常用者為 Ga ASFET ( Gallium Arsenide Field-Effect Transistor )。圖 7.16 為不同之 RF 放大元件其相對雜音指數圖。

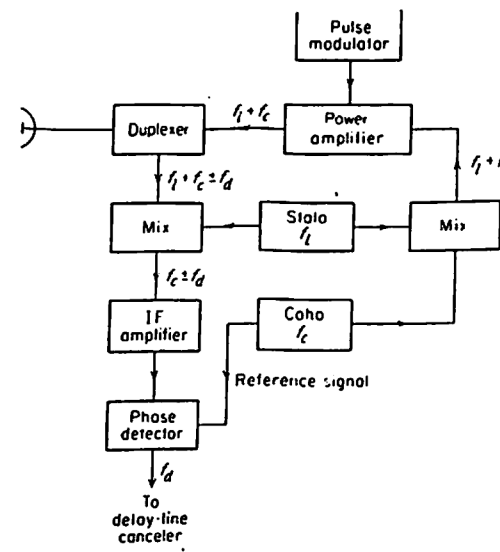


圖 7.14 使用調速管發射元件之混波電路

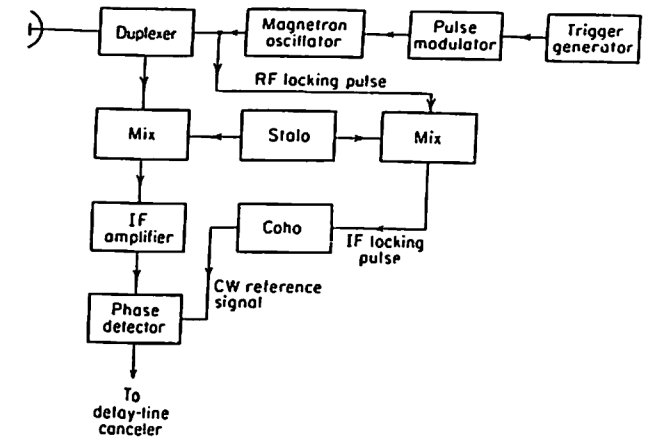


圖 7.15 使用磁控管為發射元件之混波電路

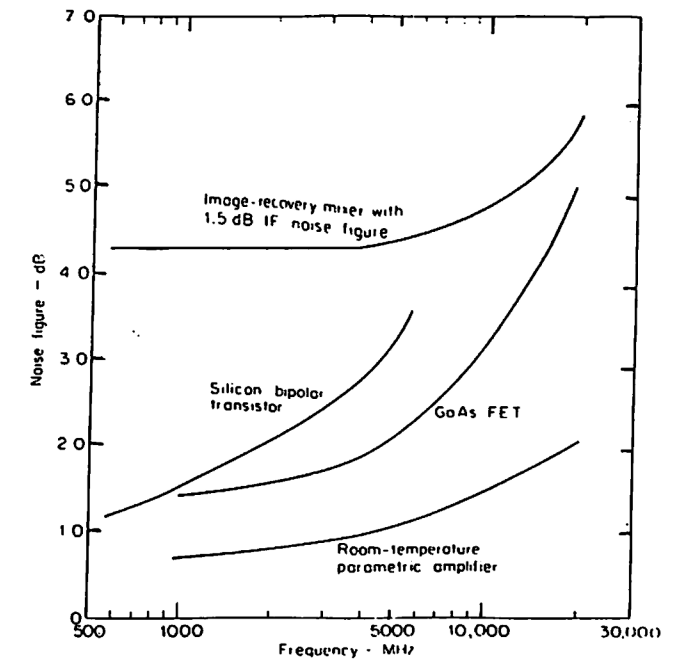


圖 7.16 不同之 RF 放大元件其相對雜音指數表

### 7.6 都卜勒處理器

氣象雷達為完成前述第 4 章內有關都卜勒信號處理之種種步驟之硬體電路為都卜勒信號處理器，此信號處理器之輸入為來自相位檢波器之輸出信號 I 及 Q，為經過檢波後之都卜勒回波頻率相位互差 90° 之相位資料，根據雷達選定某取樣次數之後，及使用之 PRF，則每個回波在每個距離點上 ( Range gate ) 可取得一都卜勒信號相位 I 及 Q。



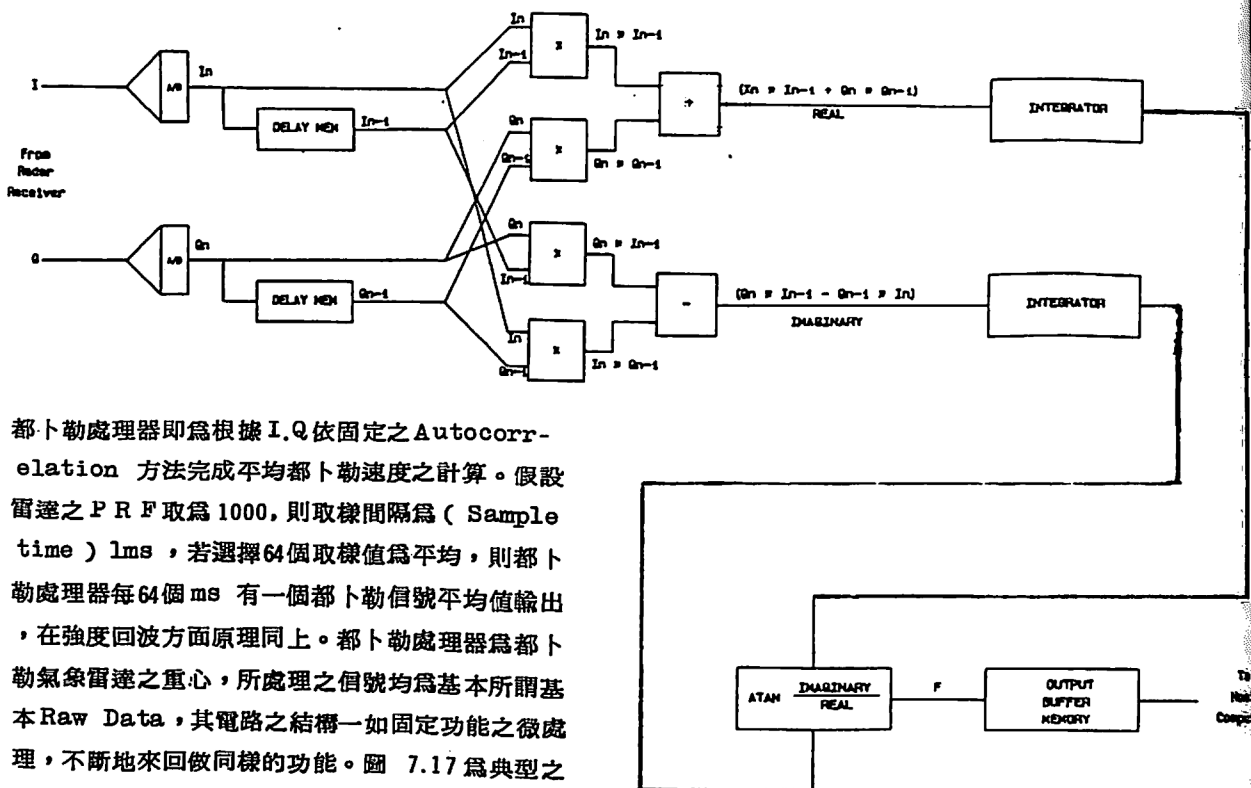


圖 7.17 都卜勒處理器流程

都卜勒處理器即為根據 I、Q 依固定之 Autocorrelation 方法完成平均都卜勒速度之計算。假設雷達之 PRF 取為 1000, 則取樣間隔為 (Sample time) 1ms, 若選擇 64 個取樣值為平均, 則都卜勒處理器每 64 個 ms 有一個都卜勒信號平均值輸出, 在強度回波方面原理同上。都卜勒處理器為都卜勒氣象雷達之重心, 所處理之信號均為基本所謂基本 Raw Data, 其電路之結構一如固定功能之微處理, 不斷地來回做同樣的功能。圖 7.17 為典型之此種都卜勒信號處理器功能流程, 都卜勒信號處理器為方便檢測, 亦同時配備有已設置妥當之測試裝備對幾個信號測試點作快速之功能測試, 技術人員必須瞭解此種測試之含意, 並且熟練使用, 對檢修故障大有幫助。

### 7.7 電腦及彩色處理顯示系統

都卜勒處理器之輸出送往主電腦控制, 以便進一步處理得到都卜勒波譜寬度 (Spectrum width), 在此同時主電腦並將資料予以整理按先後順序交予彩色信號處理單元以顯示於螢光幕上, 都卜勒之彩色顯示系統通常使用二個畫面分別標示回波強度值 (dBZ) 及都卜勒平均經向速度 (Doppler mean Velocity), 另依設計之不同尚可顯示多種其他回波之更進一步資料, 都卜勒氣象雷達整個系統之運作, 從發射機之信號射出一直到回波之接收、處理, 均使用電腦來操控, 例如主電腦可控制天線控制用電腦, 以完成特定目標物之上下掃描, 主電腦尚可控制磁帶機之運作以完成回波資料之存檔, 故整個雷達系統之運作, 係由人員操作電腦按鍵, 再由電腦依序控制硬體運轉, 傳統雷

達之顯示系統 (即 CRT . PPI) 在此種雷達中已不再使用。都卜勒氣象雷達之電腦系統, 一般容量之速度均相當快, 亦為整個系統之重心, 依整個成本支出至少 1 / 3 以上, 亦成為都卜勒信號資料之處理能在 Real time 顯示上成功的原因。

## 八、都卜勒氣象雷達操作注意事項

都卜勒氣象雷達成為極佳之觀測氣象工作之工具乃因其特性符合大氣探求所需之各項資料。故人員 (氣象觀測人員) 之操作及觀測水準可影響雷達探測作業當中, 是否能真正完成回波之取樣, 以得到日後作為分析之用, 或即時之預警。個人認為一名合格之氣象觀測人員至少須具備下列各點:

- (1) 對都卜勒氣象雷達之基本工作原理瞭解, 諸如都卜勒信號之含義, 回波資料顯示之含義。
- (2) 更進一步明白都卜勒資料之獲得方法及由來, 例如經向速度如何計算出來。

- (3) 為合格之氣象完訓人員, 具備普通氣象, 預報、濺潑之能力, 同時亦具備更進一步之雷達氣象能力, 能利用觀測所得之回波資料作研判或基本之分析。
- (4) 對雷達本身之使用熟練, 對於不正常之信號能加以區別, 操作方法正確。
- (5) 具備耐久之觀測熱忱, 一個好的回波取樣, 往往由一名專注而熱忱之氣象人員所發覺。

在國外, 據筆者個人之細心觀察, 發現許多著名之雷達氣象專家, 他們也同時是一名雷達回波觀測方面之專家, 不但操作正確、快速、小心, 而且對資料之解釋如何去研判, 令人佩服, 雷達監視螢上任何一點回波之軌跡, 令人覺得他們似乎有一雙“雷達眼”比任何人還看得清楚。可見儀器再如何精密可信, 但能將之發揚光大的最後還是操之在“人”的手裡, 人亦是重要之資源, 但要懂得如何運用工具才好。

都卜勒氣象雷達之操作人員一般須注意有二方面:

- (一) 雷達之電氣特性操作
- (二) 觀測氣象回波之變數設定。

以下就此二方面提出綜合性之說明:

### 8.1 雷達之電氣特性操作:

每個雷達均有其尖峰發射功率, 若觀測人員在取 PRF 頻率值太高時, 可能傷及發射元件, 例如磁控管 (磁控管每個值 \$US. 50,000), 另開啟之順序必須按規定, 開機順序亦同, 各種硬體及電腦之正常運作, 有賴人員之正常使用其各種電氣開關, 由於維修人員並非 24 小時在觀測人員一旁, 故觀測人員對於基本之不正常運作須能分辨並通知人員處理, 以及緊急停電時之應變, 如何使電腦之回波資料不被流失。在惡劣天氣時, 如何預警事先使用油機發電, 以避免雷電進入市電系統, 或市電之突然停電傷及電腦設備。這些均是觀測人員須小心地方, 不但可避免損及裝備, 同時亦使公務財產得以保全一般言之, 為有效保護雷達之使用效能, 雷達房間之保護措施可分為二方面, 一方面為防止雷電侵襲之裝置, 另一方面為防止工作之中突然停電。前者雷電可謂無孔不入, 防止方法為在預知有可能

雷雨通過本地上空時, 預先使用油機發電, 此時所有之市電系統已被隔絕, 故雷電不會由市電系統進入雷達, 另一方法即雷達本身必須有良好之避雷設施, 最好在雷達四週外圍建築建立如網狀之隔離接地, 其高度在雷達天線以下為止, 一般所謂一支避雷針的方式, 並無多大用處, 雷電之防止方法目前並沒有百分之百的避雷效果, 只能做到盡量減少被襲之機會, 及被襲後減少損壞之程度。在對付突然停電時應使用不斷電系統, 目前雷達均大量使用電腦設備, 該等電路最經不起電壓之突然停止, 或停止時短時間的脈衝, 不斷電系統可有效防止這類問題。

### 8.2 觀測氣象回波變數設定

如何去決定用何種方法取樣回波, 一直是一名觀測人員天天面對的問題, 目前之都卜勒氣象雷達其主要變數設定大約有下列幾種:

- (1) 脈波頻率 PRF 之決定: 此值關係都卜勒最大可測定速度之能力, 有些雷達由於已使用雙 PRF, 故不強再加以設定, 但好的研究用雷達其 PRF 可自由決定。

- (2) 距離空間大小 (RANGE SPACE)

即雷達之最大測距除以 RANGE GATE 之值, 亦即決定取樣係在每隔幾公里或幾公尺作一次, RANGE SPACE 值愈小, 則表示資料之代表性愈好, 一般商用都卜勒雷達 RANGE GATE 在 512, 若當時之最大測距在 150 公里, 則  $\frac{150 \text{ km}}{512} = 300$  公尺。

性能好的雷達 RANGE SPACE 可達 10 公尺以下, 故對空間之氣象回波強度之微小變化, 可予以測出。

- (3) 取樣次數 (SAMPLES)

取要取多少次回波作為平均之計算標準, 根據氣象理論之中間值定理, 至少要取樣八次以上才能得到具代表性之回波, 一般雷達都用 32 次或 64 次, 好的雷達甚至可有取用 1028 次。

- (4) RANGE GATE 數目

同前(2)項之說明。

- (5) 方位角之掃描速率 (AZ. RATE)

此值與決定取樣完成後, 天線所涵蓋之取樣空



間大有關係，一般要求要有小的AZ RATE較好，在例如64次的取樣後，其涵蓋區不宜大於1°。

(6)方位角左到右之角度範圍

即代表方位角從何處起點開始掃描，以及至何角度終止，此範圍內應能將氣象目標物予以涵蓋。

(7)仰角上到下的角度

在作SECTOR SWEEP時，必須注意上下之仰角範圍選取，以免漏去回波。

(8)方位及仰角每次之STEP增量

此值不宜過大，應配合天線之波束寬而定，以完全涵蓋空間為原則。

以上幾項為觀測人員之基本設定變數，必須完全瞭解其含義，方能正確地加以取樣。

九、結語與建議

本文之重點在說明氣象雷達之幾個重要資料處理來源，對象在於從事技術維修之人員參考，對技術人員瞭解系統之運作有些幫助。

都卜勒氣象雷達所運用之理論牽涉較廣，較艱深之如雜波排除 (CLUTTER) 所使用如數位濾波或MTI，或DC REMOVER等理論均是。再者技術人員若心有餘力，不妨再對FFT (快速傅利葉分析)，加以研究，目前不少雷達使用FFT處理都卜勒信號，但使用FFT，優點及缺點均各半，需賴用途取向為宜。未來都卜勒氣象雷達之發展仍有甚好之前景，例如使用所謂“脈波連續”式 (PULSE COMPRESSED) 以獲得更佳之距離解析度及更快的完成取樣 (DWEIL TIME) 及提高雷達感度，或空用之雙都卜勒雷達發展...等等。

為有效運用及推廣氣象都卜勒雷達效有下列之建議：

- (1)儘量利用未來新架之都卜勒氣象雷達在不影響作取需要之情況下舉辦各種人員之見習及參觀、訓練等工作，使從事於氣象預測報之人員，亦能瞭解氣象雷達之角色，進而使人人能利用雷達之資料作研究分析。

(2)考慮成立都卜勒氣象雷達之有關氣象資料及技術維修小組，目前國內有能力能從事於都卜勒氣象回波資料做分析研究的人口，實在太少，不是缺乏實際觀測經驗就是分析工作不夠熟練，技術人員亦非常缺乏，故未來如何網羅這方面之人才，使結合群力，發揮團隊精神，有待努力 (必須跨單位合作)。

(3)有計劃地培養高級之研究人員從事雷達氣象方面之研究，吾人須知，雷達之完成架設，並不代表這方面的科學已提升，雷達儀器只是硬體，雖經由人智慧結晶以製造出來，但若無更進一步地由人們加以使用、運用，則也不過就是一部空洞的儀器而已，故研究人員才是此種科學發揮之主宰靈魂，要雷達氣象在國內生根，首重人才的培育。

(4)與國外之著名大氣研究工作機構建立管道，以獲得最新之有關都卜勒氣象雷達硬體及軟體之情報，對各種從事此方面之工作困難亦能獲得支援，對提昇運用水準、有助益。

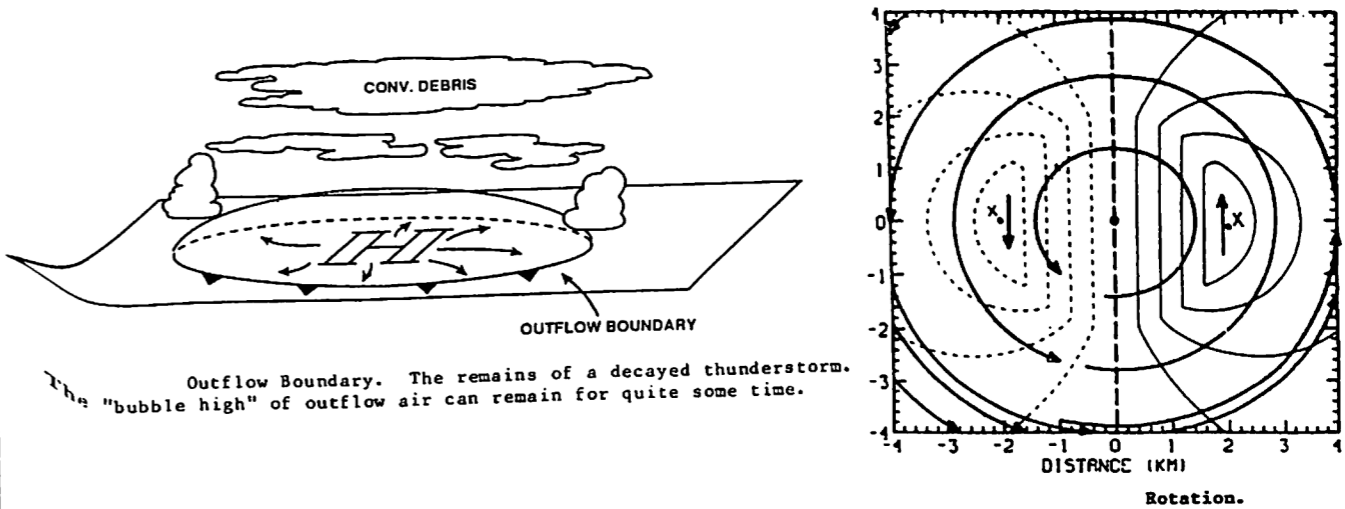
總之國內在使用都卜勒氣象雷達之後，將開創另一個氣象及電子人員之研究空間，對提升國內雷達氣象之研究與氣象之防災方面均有其深遠之意義。

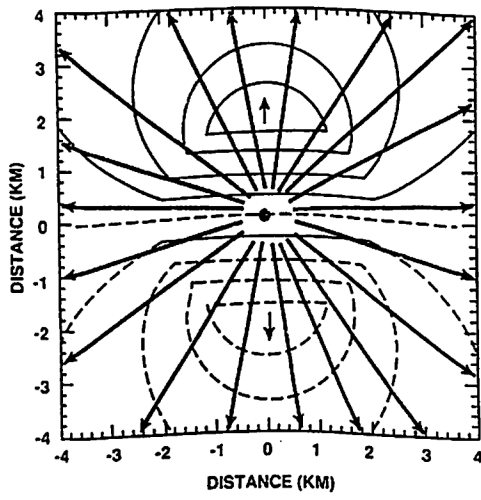
後記

本文得以完成並順利刊印出版，作者必須感謝聯隊長劉將軍的推薦，國科會以技術研習補助赴美國NCAR見學一年，此其間吾師Jeffrey R. Keeler博士在學業和生活上之照顧，心存感激。中大陳台琦教授核閱並提出寶貴意見，聯隊前電研組長葉文欽學長的鼓勵與協助。希望本文的出刊能使本軍氣象工作者對「氣象雷達和雷達氣象」的認識有所幫助，更期望因本軍都卜勒氣象雷達之架設，使雷達氣象之研究更加強，以應用於天氣守視和預報，增進飛航安全。

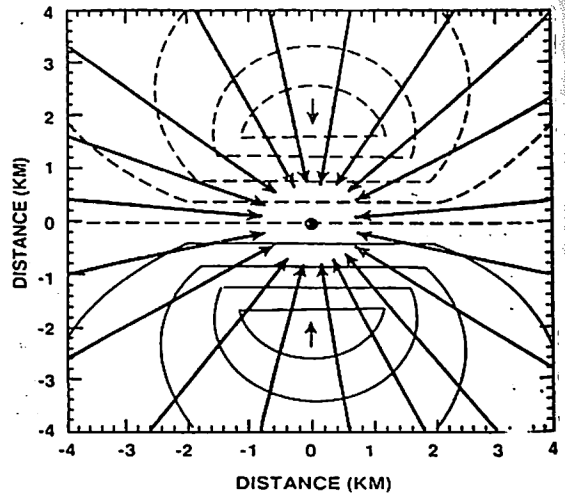
參考資料

- Richard J. Doviak, Dusan S. Zrnica, 1984. "Doppler Radar and Weather Observations"
- Louis J. Battan, 1973. "Radar observation of the Atmospheric"
- Nicholas C. Currie, "Techniques of Radar Reflectivity Measurement" 1984.
- Robert W. Ramirez, "The FFT Fundamentals and Concepts" 1985.
- Merrilli Skolnik, "Introduction to Radar System" 1980.
- S.A. Hoanessian "Radar System Design and analysis" 1984.
- Levanon, "radar Principles", 1988.
- John Hall, "Radar Aids to Navigation" 1966.
- Thomas, S. Laverghetta, "Microwave Measurements and Techniques" 1976.
- W, Stephen Cheung, Frederic H, Levien. "Microwave made Simple Principles and Applications." 1985.
- R, Jeffrey Keeler "Signal Processing for Atmospheric Radar" 1989. NCAR TECH NOTE.
- "Aspects of Modern Radar" Eli Brooker. 1988.
- Jeff Keeler, "Technical Description of NCAR' S Primier CP-2 Radar. 1987.
- Charles I, Frush "Using the Sun as a Calibration aid in multiple parameter meteorological Radars" 1984. 22nd Conference Radar Meteorology.
- G.A. Clift, "Use of radar in meteorology" 1985 World Meteorological Orgnization. Tech note NO.181.
- J.c. Toomay. "Radar principles for the non-specialist" 1989.
- 現代氣象雷達講習會參考資料 1988.
- 朱耀衣 (譯)：雷達基本原理。
- 易定華 (譯)：雷達觀測氣象。

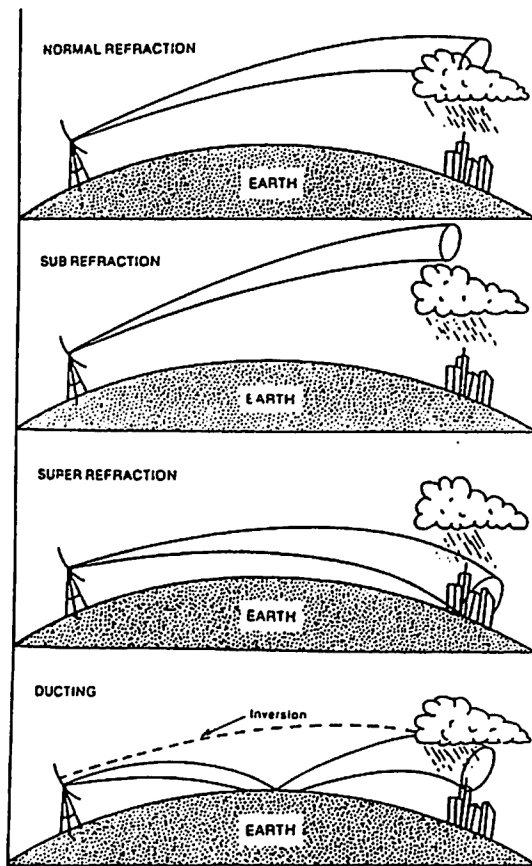




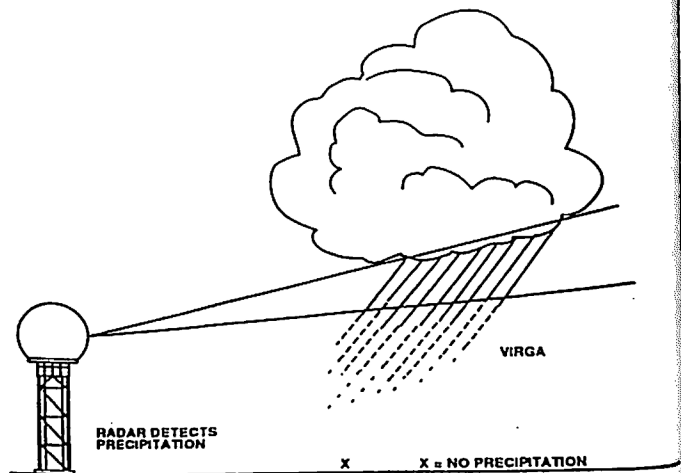
Divergence.



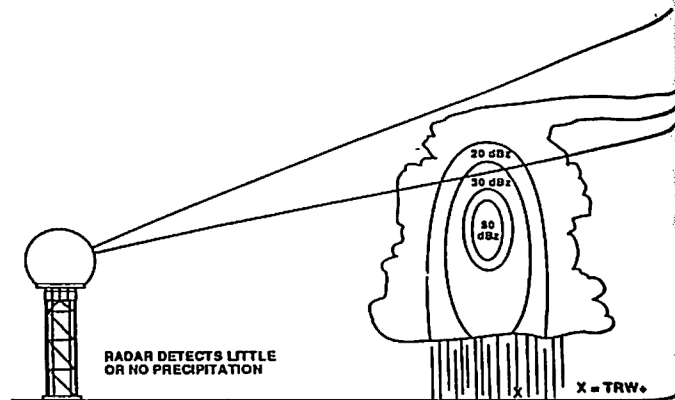
Convergence.



Anomalous Propagation.



Virga.



Thunderstorm Rainfall.