

# 第1章 ドップラー信号処理とレーダ装置\*

## 1.1 はじめに

降水粒子のような気象目標物は、その粒子の大きさ、形状及び向きにより決る速度で落下する一方、大気流に従って流される。このためドップラー気象レーダは、このような降水目標物の動きを媒介として、降水物理学や豪雨の研究に非常に有益な観測手段として期待されている。1957年、アメリカで Brantley 等によって研究が開始されてから、すでに30年近くにわたってドップラレーダの利用法及びそれを用いた降水域構造に関する研究が各国で行われている。

そのドップラー信号処理は、(1)降水粒子の大きさ等によって決る落下速度分布や大気流の乱れにより広がりをもったドップラースペクトラムへの対応、(2)パルス方式にもとづく速度折返し補正の問題、及び、(3)検出できるレーダ反射体の速度が、ビーム方向成分のみに限定される等の問題があり、単なる強度信号処理とくらべて基本的に解決すべき多くの問題を当初から抱えて来た。しかし、(1)に関連した平均値及び標準偏差を求めることと、(2)については後述するパルスペア技術によって解決され、現在は(3)にもとづく制限を克服して、真の大気流構造を得るためのデータ処理方式の開発が研究の中心となって来ている。

気象研究所は、1980年5月に5.7cm波ドップラー気象レーダを、そして1981年5月には可搬型3.1cm波ドップラー気象レーダの運用を開始して現在に及んでいる。このため本章では、まずそれ等レーダを用いているパルスペア技術を中心としたドップラー信号処理機能を述べたあと、2つのレーダの主要性能及び機能について言及する。また、当所レーダの特色として豪雨域内の複雑な大気流構造を調べたり、チャフを散布して山岳周辺の大気流構造を調べるため、2台のドップラーレーダを用いた測風観測も行っており、最後の節では、このためのアンテナ走査を特にとりあげて述べた。

## 1.2 ドップラー信号と処理

レーダ送信々号振幅を  $A_0$ 、同周波数を  $f_0$ 、初期位相を  $\phi_0$  とするとき、レーダ送信々号  $f(t)$  の波形は次のように表わすことができる。

$$f(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \dots\dots\dots (1.1)$$

今、レーダ距離  $r_1$  にある目標物が一定速度  $v$  でレーダに向って動いているとき、時間  $t$  後における

---

\* 青柳二郎：気象衛星研究部

レーダ距離  $r$  は  $r = r_1 - vt$  故、このときの目標物からの受信々号  $f_r(t)$  は送信々号に対して次のように表わすことができる。

$$f_r(t) = A_r \sin\left(2\pi f_0 t - \frac{4\pi}{\lambda}(r_1 - vt) + \varphi_0 + \varphi_r\right) \dots\dots\dots (1.2)$$

ここで、 $A_r$  は目標物によって決る振幅、 $\varphi_r$  は目標物の電氣的性質によって決る位相偏移で一定値をとる。 $\lambda$  はレーダ波長である。

さて、上式右辺の第2項は、レーダ・目標物間を往復する間に生ずるレーダ波の伝搬位相差  $\phi$  を表わしており、負号は送信波に対するおくれを示すものである。今  $\phi = -\frac{4\pi}{\lambda}(r_1 - vt)$  から時間に関する一次微分を求めると、受信角周波数  $\frac{d\phi}{dt}$  または  $\omega_a$  は次のようにかける。

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega_a = 2\pi f_a = \frac{4\pi v}{\lambda}$$

したがって

$$v = \frac{f_a \lambda}{2} \dots\dots\dots (1.3)$$

を得る。ドップラーレーダは目標物の速度のレーダビームに沿った成分を測定しており、 $v$  をドップラー速度と呼び、この時の  $f_a$  をドップラー周波数と云う。

さらに式 (1.3) の関係を式 (1.2) に代入すると

$$f_r(t) = A_r \sin(2\pi(f_0 + f_a)t + \phi_r + \varphi_0 + \varphi_r) \dots\dots\dots (1.4)$$

ここで、 $\phi_r = -\frac{4\pi r_1}{\lambda}$ 。また  $\phi_r$ 、 $\varphi_0$  及び  $\varphi_r$  は時間に関して一定値なので、一般に省略して差しつかえないし、もし必要ならば  $\theta = \phi_r + \varphi_0 + \varphi_r$  とおいても良い。

式(1.4)で  $f_r(t)$  はマイクロ波周波数を表わしている。各種の信号処理を行うには、それに先立って中間周波数  $f_i$  (通常 30 MHz) に変換しておくので中間周波信号として次のように書き直すことができる。

$$g(t) = A_r \sin[2\pi(f_i + f_a)t + \theta] \dots\dots\dots (1.5)$$

このようなレーダ受信々号からドップラー周波数成分  $f_a$  をとり出すのに、位相検波器を用いるが、周波数成分として、レーダに近づく成分と遠ざかる成分とを考える必要がある。このため直交位相検波器と呼ばれる方式によってこの両成分の識別を行っている (Theiss *et al*, 1963)。その原理を図 1.1 に示す。入力信号としてドップラー周波数が正とすれば検波器入力信号の周波数は  $(f_i + f_a)$  によってあたえ、負のドップラー周波数に対しては同じく  $(f_i - f_a)$  によってあたえる。ここで  $f_i$  は前述した中間周波数である。I チャネルではこの入力信号に局部発振器からの信号が直接加えられる。一方、Q チャネルでは局部発振器からの信号の位相成分は  $90^\circ$  だけ偏移して位相検波器に加

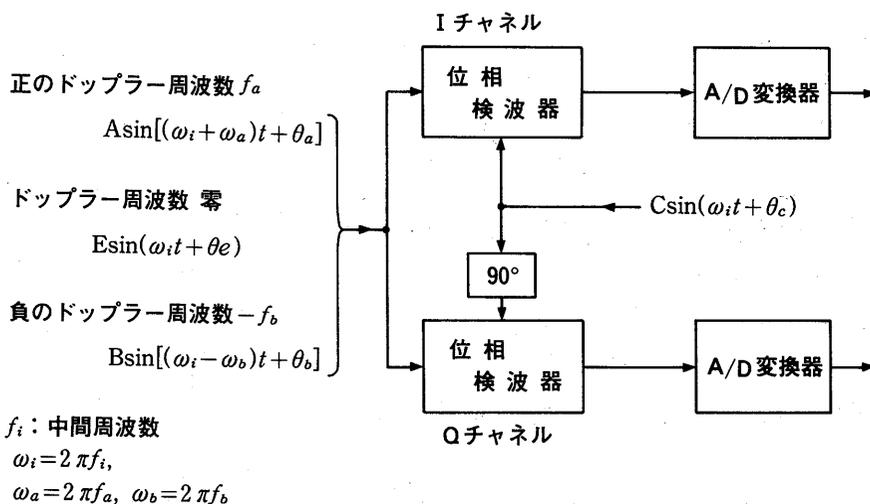


図 1.1 直交位相検波回路構成図

えられる。

位相検波器は平衡変調器と同一の構成をしているので、その出力端には入力信号と局部発振器からの信号の積に相当する成分が現われる。したがって、正のドップラー周波数成分に対する I チャンネルの出力は次のように表わすことができる。

$$I_+(t) = \frac{AC}{2} \cos(\omega_a t + \theta_a - \theta_c) - \frac{AC}{2} \cos(2\omega_i t + \omega_a t + \theta_a + \theta_c)$$

また、負のドップラー周波数成分に対しては次の関係を得る。

$$I_-(t) = \frac{BC}{2} \cos(\omega_b t + \theta_b - \theta_c) - \frac{BC}{2} \cos(2\omega_i t - \omega_b t - \theta_b + \theta_c)$$

これら 2 式の右辺の第 2 項は何れも中間周波数 (30 MHz) の 2 倍の成分が含まれているが、 $f_a, f_b \ll 2f_i$  故、帯域濾波器によりこの項を除去すれば I チャンネル出力は結果的に次式で表わすことができる。

$$I(t) = I_+(t) + I_-(t) = A \cos(\omega_a t + \theta_a) + B \cos(\omega_b t + \theta_b) \dots\dots\dots (1.6)$$

ここで、 $\frac{AC}{2} \rightarrow A, \frac{BC}{2} \rightarrow B, (\theta_a - \theta_c) \rightarrow \theta_a, (\theta_b - \theta_c) \rightarrow \theta_b$  とおきかえている。同様に Q とチャンネルに対して次の関係を得る。

$$Q(t) = Q_+(t) + Q_-(t) = A \sin(\omega_a t + \theta_a) - B \sin(\omega_b t + \theta_b) \dots\dots\dots (1.7)$$

したがって、この 2 式から I チャンネルの信号に対して Q チャンネルでは  $90^\circ$  だけおくれた、すなわち

直交位相成分をもった信号であることがわかる。この2組の信号成分を用いて正負の周波数を識別可能な信号処理が後章で述べるように可能となる。もし、 $I$ チャンネルあるいは $Q$ チャンネルの信号出力のみきり得られない場合には、正負間の周波数の違いは $\pi$ ラジアン位の位相変化におきかえられるので単一チャンネルでは正負周波数の識別はできなくなる。

### 1.3 パルスペア技術による信号処理（平均値及び標準偏差）

気象目標物からのドップラースペクトラムはレーダ反射に寄与する降水粒子の大小に依存する落下速度のちがいが、大気流のみだれ、あるいはウインドシヤーにより広がっている。このためスペクトル解析としては、個々の周波数成分から雨滴粒度分布や、ビーム内のじょう乱特性を調べる方法と、統計値としてその平均値あるいは標準偏差値から大気流の特性を調べる方法とがある(青柳, 1967)。

この統計値を求めるのに現在用いられている方式はパルスペア (Pulse Pair) 技術 (Rummler, 1968) と呼ばれるものであって、この方式はFFT (高速フーリエ変換) (城戸, 1969) のように周波数領域で信号処理を行う必要がなく、信号時系列から直接時間領域で処理できるのでFFTにくらべて計算時間が非常に早いのに加えて、幾つかの利点がある。

#### 1.3.1 スペクトル解析

$S(f)$  をドップラースペクトラムの密度関数とすると、周波数  $f$  に関する  $k$  次のモーメント  $\mu_k$  は次式で定義される。

$$\mu_k = \overline{f^k} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^k S(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) df} \dots\dots\dots (1.8)$$

ここで  $k=1$  における  $\overline{f}$  は平均値である。分散を  $\sigma^2$  で表わすと次の関係を得る。

$$\sigma^2 = \mu_2 - \mu_1^2 = \overline{f^2} - \overline{f}^2 \dots\dots\dots (1.9)$$

今  $\overline{f}$  を自己相関々数  $R(T)$  で表わすことを考える。ドップラレーダでは正負の速度成分を識別するため直交位相信号を用いているので、 $I(t)=x(t)$ ,  $Q(t)=y(t)$  とおいて複素信号  $Z(t)=x(t)+jy(t)$  と表わすと  $R(T)$  は次のように書ける。

$$R(T) = \overline{Z(t+T) \cdot Z(t)^\dagger} \dots\dots\dots (1.10)$$

ここで  $\dagger$  は共役複素数である。したがって、

$$R(T) = A(T) e^{j\theta(T)} \dots\dots\dots (1.11)$$

の形で表わすと、 $R(T)=R(-T)^\dagger$  の関係から  $A(T)=A(-T)$ ,  $\theta(T)=-\theta(-T)$  が得られ、

$A(T)$  : 実偶関数,  $\theta(T)$  : 実奇関数になることがわかる。

次に  $S(f)$  と  $R(T)$  との間には Winer-Khintchine の定理 (Middleton, 1960) により次の関係がある。

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(T) \exp(-j2\pi fT) dT \quad \dots\dots\dots (1.12)$$

$$R(T) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi fT) df \quad \dots\dots\dots (1.13)$$

今式 (1.13) を  $T$  について微分すると,

$$\frac{dR(T)}{dT} = \dot{R}(T) = j2\pi \int_{-\infty}^{\infty} fS(f) \exp(j2\pi fT) df \quad \dots\dots\dots (1.14)$$

したがって式 (1.8), (1.13) 及び (1.14) から

$$\frac{\dot{R}(0)}{R(0)} = j2\pi \bar{f} \quad \dots\dots\dots (1.15)$$

一方,  $A(T)$  は偶関数なので  $\dot{A}(0) = 0$  なることを考慮すると, 式 (1.11) の微分から式 (1.15) は次のようになる。

$$\bar{f} = \frac{\dot{\theta}(0)}{2\pi} \quad \dots\dots\dots (1.16)$$

今小さな  $T$  に対して

$$\dot{\theta}(0) \approx \frac{\theta(T) - \theta(0)}{T}$$

が成立すれば,  $\theta(T)$  は奇関数故  $\theta(0) = 0$  なので,

$$\bar{f} = \frac{\theta(T)}{2\pi T} \quad \dots\dots\dots (1.17)$$

したがって式 (1.11) を考慮して

$$\bar{f} = \frac{1}{2\pi T} \arctan \left( \frac{I_m R(T)}{R_e R(T)} \right) \quad \dots\dots\dots (1.18)$$

ここで,  $R_e, I_m$  はそれぞれ実数部及び虚数部を示し, 各部は下の式で求めることができる。

$$R_e R(T) = \sum (x_i x_{i+1} + y_i y_{i+1}),$$

$$I_m R(T) = \sum (x_i y_{i+1} - x_{i+1} y_i)$$

したがって (1.18) より  $\bar{f}$ , つまりドップラー周波数の平均値が求まった。この式 (1.18) の  $\bar{f}$  を式 (1.3) の  $f_d$  に代入すればドップラー平均速度  $v$  を得ることができる。このように時系列  $i$  と  $i+1$

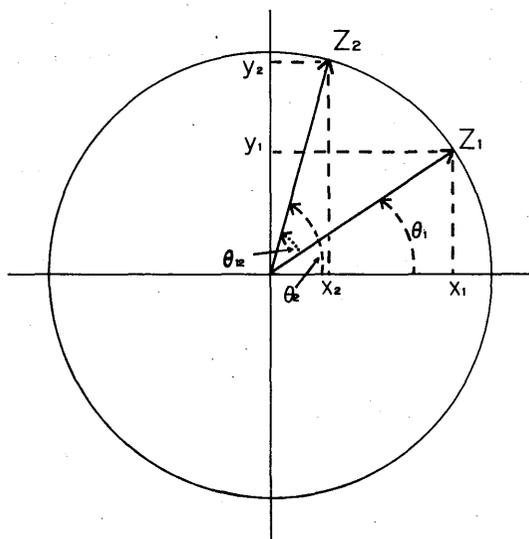


図 1.2 ドップラー信号のベクトル表示

の隣接した信号間の処理によってドップラー速度を求めている処からパルスペアの名称がついている。

さらに直観的にこの方式を理解するのに図 1.2 を用いて次のように考えると便利である。時刻  $t_1$  におけるレーダ信号  $Z_1 = x_1 + jy_1$  が円周上を角周波数  $\omega_d$  で反時計方向にうごいて、次の時刻  $t_2 (= t_1 + T, T: \text{パルス周期})$  におけるレーダ信号を  $Z_2 = x_2 + jy_2$  とする。この間の信号位相変化による中心角  $\theta_{12}$  からドップラー周波数  $f_d$  は次式によってあたえられ、式 (1.18) に対応した結果を得ることができる。

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{2\pi T} = \frac{\theta_{12}}{2\pi T} = \frac{1}{2\pi T} \arctan \left( \frac{x_1 y_2 - x_2 y_1}{x_1 x_2 + y_1 y_2} \right) \dots\dots\dots (1.19)$$

次に、スペクトラムの分散については、式 (1.9) の関係からまず  $\overline{f^2}$  を求めるのに式 (1.13) で自己相関々数の 2 次微分を求める。

$$\frac{d^2 R(T)}{dT^2} = \ddot{R}(T) = \int_{-\infty}^{\infty} -(2\pi f)^2 S(f) \exp(j2\pi f T) df \dots\dots\dots (1.20)$$

したがって式 (1.13) 及び (1.20) から次の関係を得る。

$$\frac{\ddot{R}(0)}{R(0)} = -(2\pi)^2 \overline{f^2} \dots\dots\dots (1.21)$$

式 (1.9), (1.15) 及び (1.21) から

$$\sigma^2 = -\frac{1}{4\pi^2} \left[ \frac{\ddot{R}(0)}{R(0)} - \left( \frac{\dot{R}(0)}{R(0)} \right)^2 \right] = -\frac{\ddot{A}(0)}{4\pi^2 A(0)} \dots\dots\dots (1.22)$$

今、 $A(T)$  を  $T=0$  のまわりでマクローリンの展開をすると次の関係を得ることができる。

$$A(T) = A(0) + T \frac{dA(0)}{dT} + \frac{T^2}{2} \frac{d^2A(0)}{dT^2} + \frac{T^3}{6} \frac{d^3A(0)}{dT^3} + \dots$$

$A(T)$  は前にも述べたように偶関数故  $\dot{A}(0)=0$ 、よって

$$\frac{\ddot{A}(0)}{A(0)} \approx \frac{2}{T^2} \left[ \frac{A(T)}{A(0)} - 1 \right]$$

この関係を式 (1.22) に代入して次の関係を得る。

$$\sigma^2 = -\frac{1}{4\pi^2} \frac{\ddot{A}(0)}{A(0)} = \frac{1}{2\pi^2 T^2} \left[ 1 - \frac{A(T)}{A(0)} \right]$$

または

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2} \pi T} \sqrt{1 - \frac{|R(T)|}{R(0)}}$$

(1.23)

もし、速度領域で表わす場合には式 (1.3) を用いて

$$\sigma_v = \frac{\sigma \lambda}{2} = \frac{\lambda}{2\sqrt{2} \pi T} \sqrt{1 - \frac{|R(T)|}{R(0)}}$$

以上の計算手順によって明らかなように、式 (1.18) 及び (1.23) からそれぞれドップラースペクトラムの平均周波数及び標準偏差が時間領域としての自己相関々数で表わすことができる。

### 1.3.2 パルスペア信号処理の特徴

(1) 平均値、標準偏差の実時間信号処理が可能

1.5 で述べる気象研究所ドップラーレーダの場合を例にとると、距離方向のセル数  $N_r=256$ 、方位方向は  $N_a=256$ 、総計 65,536 個の  $\bar{f}$ 、 $\sigma$  データをアンテナ水平一回転 60 秒の間に収集できるようになっている。この場合 12.5 cm/s の計測分解能を得るため、パルス繰返し周波数  $f_p=1,120$  pps に対して、 $N_p=256$  (1/4,375 秒) のパルスを用いている。これに対して FFT ではスペクトラムを求めるのに計算回数は  $2 N_p \cdot \log_2 N_p$  故、演算速度を 50  $\mu$ sec とすると、前記全セルに対して、約 4 時間かかることになる。また、 $N_r=128$ 、 $N_a=128$ 、 $N_p=32$  (分解能 1 m/s) にとるとその所要時間は約 5 分であって、これらの比較からパルスペア方式の処理速度のすぐれていることが良くわかる。

(2) 不規則雑音は平均値の測定に理論上関与しない

レーダ反射波信号に重畳しているレーダ雑音は白色雑音なので、理論上  $R(T)=0$  とおくことができ信号平均値のバイアスとはならない。しかし、実際には有限処理時間長のため、完全無相関として扱えないので、ハードウェア構成で信号対雑音比 SNR のしきい値を設定して、無入力信号時おける雑音による出力を生じないようにしておりそのしきい値は 10 dB にとっている。

(3) 標準偏差に対する雑音の影響

標準偏差の測定には直接 SNR が影響を及ぼし、レーダ雑音のみの場合式 (1.23) で  $R(T)=0$  と

おくと  $\sigma = \frac{1}{\sqrt{2\pi T}}$  に達する。実用上 SNR の下限は 15 dB である (Groginsky, 1972)。

(4) 最大ドップラー測定速度を超えた風速の再現性

パルス方式レーダでは測定最大周波数は繰返し周波数  $f_p$  の 1/2 であたえられる。このため、直交位相検波方式により正負の周波数成分を識別できる場合、図 1.3 に示すようにドップラー周波数に対して、 $\pm f_p/2$ ,  $\pm 3f_p/2$ ,  $\pm 5f_p/2 \dots$  において  $\pm f_p$  の不連続を生ずる。

図 1.4 は FFT によって求めた降水エコーのドップラスペクトラムである。図 1.4 左は中心が 6 m/s で幅は約  $\pm 4$  m/s にわたると読みとることができる。このスペクトラムは周波数領域で  $\bar{f}$  (または平均速度) を求めるので、雑音を除去するため +10 dB 以上の SNR の信号に対して  $\bar{f} = \sum S_i f_i / \sum f_i$  から得ることができる。これに対して、図 1.4 右では降水エコーのスペクトラムが最大範囲を越えているため、+15 m/s に中心をもつスペクトラムの +16 m/s を越える領域が同図の左側

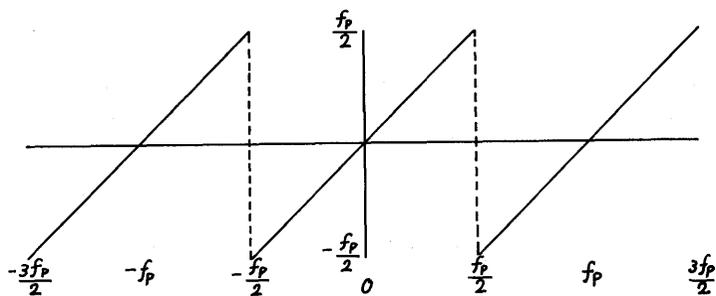


図 1.3 パルス方式ドップラーレーダにおいて、最大測定周波数範囲が制限されたドップラー周波数入出力関係

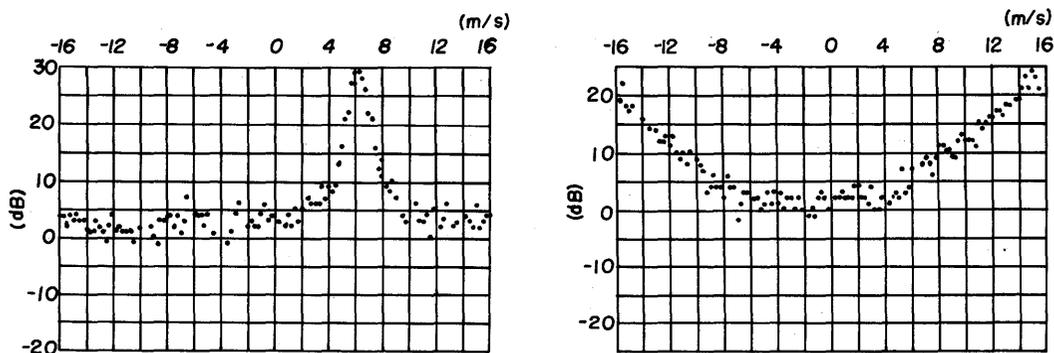


図 1.4 降水エコーのドップラスペクトラム。(左)折返し効果を受けていない場合、(右) +16 m/s を越えた速度成分が負の速度領域に折返し効果を伴っている場合

の -16 ~ -6 m/s に折返して現われている。したがって、周波数領域で前の手順に従って  $\bar{f}$  を求めようとすると、見かけ上約  $\pm 1$  m/s の平均速度となりアルゴリズム作製上注意する必要がある。

しかし、パルスペア方式では自己相関々数の形で処理されており、図 1.2 から容易に理解出来るように、時系列信号による隣接パルス間の位相偏位は  $+\pi$  から  $-\pi$ 、あるいは  $-\pi$  から  $+\pi$  への転移が連続的に行われるので、スペクトラムの折返しによる平均値の見積りに、FFT の場合のようなあいまいさは生じない。勿論パルス方式に固有の平均速度の折返し現象は存在し、測定最大速度  $V_{\max} = \pm 16 \text{ m/s}$  の場合  $\pm 32 \text{ m/s}$  あるいはその整数倍のあいまいさを生ずるが、このような不連続は物理的事実として起り得ないことなので、計算機ソフトウェアにより容易に補正することができる。

### 1.4 周波数成分の計算

ドップラースペクトラムには降水の粒度分布や、じょう乱についての情報が含まれているので、スペクトラム成分を求めることもまた重要な信号処理の 1 つである。古くから用いられた方法は機械的帯域濾波器を一定の周波数間隔で並べて、各周波数成分を求めるものであって、Battan 等 (1966) は  $1 \text{ m/s}$  ごとのドップラー速度成分を高度別にファクシミリで図形表示する方法を発表したが、Lhermitte (1960) 及び Aoyagi (1968) は濾波器出力を写真記録にとる方法を発表している。

一方、気象研究所レーダでは  $I$  チャネル及び  $Q$  チャネルの位相信号を直接磁気テープにデジタル記録しておき、あとから計算機を用いて FFT によってスペクトラムの周波数成分を求めている。この場合ドップラー信号は  $I$  及び  $Q$  チャネルとして、それぞれ式 (1.6) 及び (1.7) によって表わされる。したがって、FFT あるいは FT (フーリエ変換) によって読み出された  $I$  及び  $Q$  チャネルの  $\cos$  及び  $\sin$  項の振幅は、同一周波数成分では  $f_b = f_a$  とおけるので次のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} I_{\cos} &= A_{\cos} \theta_a + B_{\cos} \theta_b \\ I_{\sin} &= -A_{\sin} \theta_a - B_{\sin} \theta_b \\ Q_{\cos} &= A_{\sin} \theta_a - B_{\sin} \theta_b \\ Q_{\sin} &= A_{\cos} \theta_a - B_{\cos} \theta_b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.24)$$

この関係から正、負の周波数成分  $f_a, f_b$  に対するそれぞれの振幅  $A, B$  は次のように表わすことができる。

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{2} \sqrt{(I_{\cos} + Q_{\sin})^2 + (I_{\sin} - Q_{\cos})^2} \\ B &= \frac{1}{2} \sqrt{(I_{\cos} - Q_{\sin})^2 + (I_{\sin} + Q_{\cos})^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.25)$$

また、直流項については図 1.1 における位相検波器入力として、直接  $E \sin(\omega t + \theta_e)$  を考えると都合が良い。検波器出力として、式 (1.6) 及び (1.7) を求めた手順に従って、 $\frac{EC}{2} \rightarrow E, (\theta_e - \theta_c) \rightarrow \theta_e$  と書けば、この場合  $I_{\sin} = 0, \theta_{\sin} = 0$  であることを考慮して、

$$\left. \begin{aligned} I &= I_{\cos} = E \cos \theta_e \\ Q &= Q_{\cos} = E \sin \theta_e \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.26)$$

したがって直流振幅は

$$E = \sqrt{I^2 + Q^2} = \sqrt{I_{\cos}^2 + Q_{\cos}^2} \dots\dots\dots (1.27)$$

から求めることができる。

さらに式 (1.25) において  $I_{\sin} = Q_{\sin} = 0$  とおけば、係数を除いて式 (1.27) と同じ結果を得ることができ、正負周波数成分から得られる直流項は同一の値をとり、何れでも入力信号の直流項として用いることができる。

### 1.5 固定型 5 cm 波ドップラーレーダ

1980年気象研究所が東京杉並区の高円寺から筑波研究学園都市に移転した際完成した5cm波気象レーダは、我が国で開発された本格的な大型ドップラーレーダであって、次の主要機能を有している。

1. ドップラー測風
2. 大地クラッタ除去
3. 定高度 PPI 表示
4. カラー画像表示
5. データのデジタル磁気テープへの集録

次にレーダ装置の主要構成と仕様（諸元）をそれぞれ図 1.5 及び章末の附録 1 に示す。

#### アンテナ

直径 3 m のアンテナは直径 7 m のレードームに覆われ、本館の一部 8 階屋上（海拔 63 m，地上高 38 m）に設置されている。走査は PPI，Sector PPI，RHI 及びプログラム制御（後述）によるドップラモードの三次元走査と強度モードの CAPPI である。ここで Sector PPI はドップラーモードにおいて、任意に設定した方位角を中心として  $\pm 45^\circ$  の範囲で 1 rpm のレートでデータを収集するようになっている。

#### 送信装置

送信管は気象庁標準形気象レーダにも用いられている同軸型マグネトロン（型名 5 M 80）を用いているが、寿命（10,000 時間以上）及び周波数定度が在来型のものにくらべて格段にすぐれており、ドップラーレーダ用としても信頼性が向上し保守を容易なものとしている。

また、ドップラーレーダとしては受信ドップラー周波数の正確な再現が必要である。一般の気象レーダでは、簡略な方法としてマグネトロン周波数の変動に応じて局部発振器の周波数を変えて、

その差である中間周波数を一定に保つように制御している。しかし、ドップラーレーダではこれと異なり、マグネトロン周波数を安定化するように構成されている。まず、精密局部発振器 (STALO) 出力として、水晶発振器の原振を48通倍して5,230 MHzを発生させる。このSTALOとマグネトロンの差の周波数を周波数判別器に入力し、その差の周波数が30 MHzから偏移した場合に誤差電圧を発生させる。このとき、その周波数偏差を減少するようにマグネトロンの空胴を機械的に調整する順序を経て、レーダ送信周波数が常に5,260 MHzに保たれるようにしている。

### 受信装置

受信装置は1.2で述べたように正負のドップラー周波数を検出するための直交位相検波器を含む位相用受信機と、強度用対数受信機が含まれており、A-D変換されたあとドップラー信号処理回路へ送られている。

### ドップラー信号処理装置

この装置は1.3で述べたパルスペア信号処理装置からなっており、その構成を図1.6に示す。図中に示す中間周波受信機の自動利得制御 (AGC) は、総合動作特性を70 dB以上に拡大するためのものである。また、標準偏差 $\sigma$ の出力については、式(1.23)の電力項 $R(0)$ の値を装置構成上1に規格化しているので $\sqrt{1-|R(T)|}$ の形をとっている。

ドップラー信号処理は周波数に関するものなので、強度信号処理に比較して処理時間長が非常に長くなるのが特徴である。強度信号処理の中心課題は、定量的測定のための降水エコー変動振幅の平均化を行うことである。今迄長い間行われて来たレーダによる降水エコー観測では、ブラウン管上にエコー像を残光表示するために、アンテナ1回転の走査時間は約10秒以内に限られていた。このため、方位分解能を約 $1.4^\circ$  ( $360^\circ/256$ 成分)にとると、繰返し周波数280 ppsでは1分解能に含まれるパルス数約11個 ( $\approx 2,800/256$ )内の8個のパルスが平均化のために用いられる。この時、距離方向にも4個のパルスの平均(1 km)を行っているので計32個のパルスの平均となり、降水からの変動振幅の分散は $5.57/\sqrt{32} \approx 1$  dBに改善 (Lhermitte, 1965)され、実用上の目的を達している。

これに対して、ドップラー信号処理の場合、繰返し周波数1,120 Hz故測定最大速度範囲は $\pm 16$  m/sであるが、その速度分解能 $\Delta v$ は用いるパルス数によって定まる。今信号処理に256個のパルスを用いると、このパルス数に含まれる周波数分解能は $\Delta f = 1,120/256$ 故 $\Delta v = \frac{\Delta f \cdot \lambda}{2} = \frac{1,120 \times 5.7}{256 \times 2} \approx 12.5$  cm/sの計数分解能を得る。このとき、方位方向を約 $1.4^\circ$ ごとにドップラーデータを得るためには、アンテナの1回転に要する時間は次の計算からすくなくとも、

$$1 \text{ 回転に要する時間} = \frac{\text{パルス数} \times \text{方位成分}}{1120} = \frac{256 \times 256}{1120} = 58.5 \text{ 秒}$$

以上なければならない。このため、このレーダのドップラーモードではアンテナ回転速度を1 rpm (1回転1分)にとっている。また、距離方向にも256セルのデータをとるようになっており、250 mごとと64 kmまでと500 mごとと128 kmまでの2種類に切り換えて使用可能である。

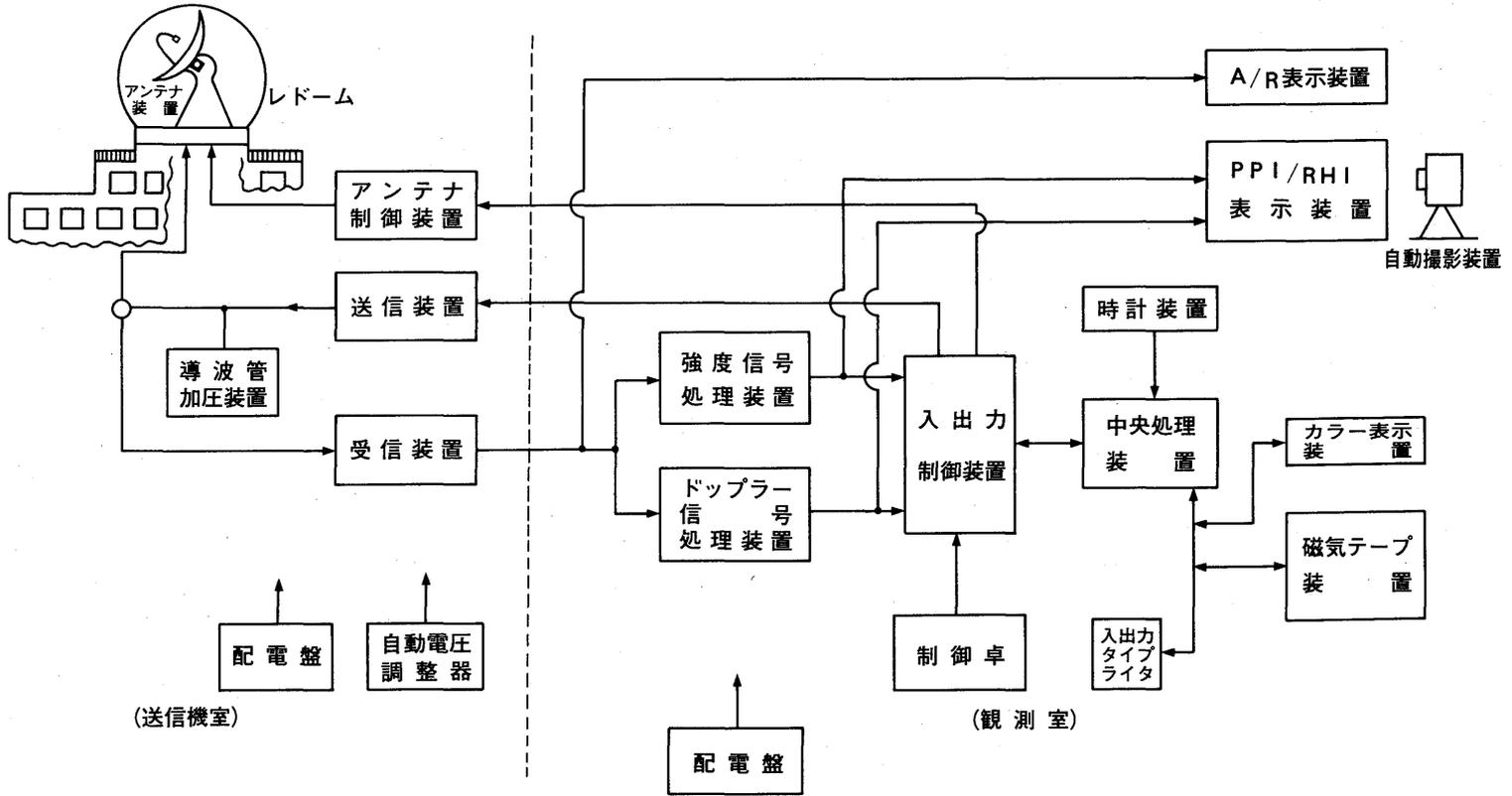


図 1.5 固定型 5.7 cm 波ドップラー気象レーダ構成図

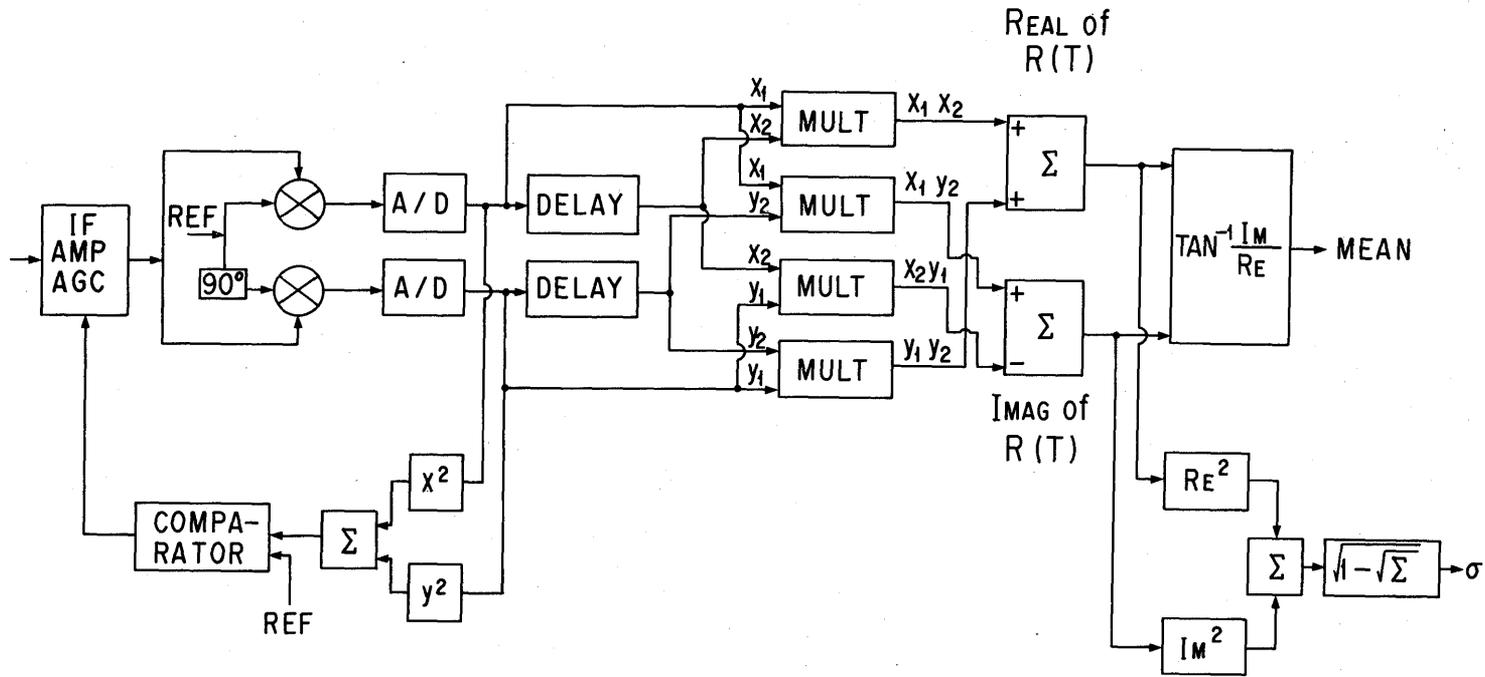


図 1.6 パルスペア・ドップラー信号処理装置構成図

したがって、一仰角当りのセル数は方位方向 256 個、距離方向 256 個計 65,536 のデータを 1 分の間にとることができる。また、このモードではレーダデータとして、ドップラー平均速度、じょう乱としての標準偏差及び強度のカラー表示と 3 種類から任意に 2 つの組合せで MT データとしてとり出すことができるようになっている。

また、ドップラー生信号データとして、 $I$  及び  $Q$  チャネル各 1024 パルス分と平均強度を 250 m または 500 m 間隔で 32 距離セル単位でそれぞれ  $\sim 32$  km あるいは  $\sim 64$  km の範囲を 4 ブロックにわけて磁気テープに集録するようになっている。

#### 強度信号処理装置

山岳域の多い我が国ではレーダ観測に際して、降水エコーに干渉を及ぼす大地クラッタを除去することが必要である。このためこのレーダの強度信号処理装置として MTI (Moving Target Indicator) 方式による大地クラッタ除去装置がその主要機能を受けもっている (Aoyagi, 1983)。

この MTI 方式の考え方は次のようになっている。理想的な大地クラッタの振幅はレーダ繰返しパルスごとに一定なので、直流分を阻止する高域周波数濾波器 (通常 MTI 消去器と云う) を用いることによって山岳や建造物のような固定目標物からのレーダ反射波信号はすべて除去されてしまう。しかし、実際には山岳表面の樹木の葉のゆれによる変動やレーダ波の伝搬によって、直流付近の低い周波数領域に卓越した変動成分が存在しているので、多少とも消え残りの生ずる場合がある。このため本装置では降水エコーの消去比との違いを利用 (ハードウェア)、あるいは降水エコー域との空間相関との違いを利用 (ソフトウェア) して完全除去を行っている。

一方、降水目標物からのレーダ反射波振幅は時々刻々変化している。したがって、通常の (conventional) 信号処理ではその平均値すなわち直流成分を用いているが、MTI 方式では MTI 消去器を通過したその交流成分を強度情報として用いている。

このため降水エコーについては conventional 信号処理を基準として、MTI 方式に関して 2 つの誤差要因がある。第 1 の誤差要因は直流項と交流項 (分散) とを関係づけるのに用いているレイリー分布 (Marshall *et al.*, 1953) の仮定に關したものである。入力信号振幅が減少すると受信機出力の A-D 変換による量子化効果によってこの仮定からずれるため、測定誤差が増加する傾向がある。しかし、この場合受信機の最小動作レベルを適切にえらぶことによって許容範囲に留めることができる (青柳, 1985)。

第 2 の誤差要因は降水エコーの周波数スペクトラムである。標準形気象レーダでは、観測範囲を 400 km 程度に設定しているのので、レーダ繰返し周波数は 280 pps にとっている。この場合入力スペクトラムに対してサンプリング周期が低いので、スペクトラムの折返しを生じ、白色雑音と同じ様スペクトラムとなっている。このため相関係数は実用上零となっており、常に一定値をとると考えて良く、これ等の条件が MTI 方式における降水エコー強度の定量的測定を可能としている。

また、この装置では、200 m ごとの距離間隔で 0.2  $\sim$  200 km にわたって、同時に 2 つの任意の地

点で強度生信号データ（パルス数1,024個）を磁気テープに集録できるようになっている。

## 第2次信号処理装置

入出力制御装置（インタフェース）を介してドップラー及び強度信号処理装置からの8ビット信号は計算機 Melcom 70-25 へ送られる。

この計算機の主要機能は三次元アンテナ走査（ドップラーモード）及びCAPPI（強度モード）信号処理と、カラー表示及びMT集録に関する制御機能を会話方式で行うことである。

三次元走査は2台のドップラーレーダによる降水観測で使われるものである。すなわち、ドップラーレーダはビーム方向の成分の大気流のみ測定が可能なので、降水域の複雑な大気流分布を得るには、厳密には20～30 km離れた地点に設置した2台のドップラーレーダによる、同時観測から得たドップラー風速のベクトルを合成することが必要である。したがって、この3次元走査は、両レーダが数分の規模で効率良くデータを得ることができるよう、特定の方位角の範囲で、仰角をかえてアンテナ走査を行うものである。その制御はソフトウェアによっているが、その方法については更に1.7でくわしく述べている。

CAPPI（Constant Altitude PPI：定高度PPI表示）は、あらかじめ設定した10個程度の仰角におけるアンテナの方位回転により、強度データの収集を行い記憶装置に記憶しておき、高度別の降水エコー域分布を得るものである。

カラー表示装置に画像表示するために、計算機においてレーダ観測極座標データを直交座標表示に変換する。この変換データは直接カラー表示のために用いる他、一度MT装置に集録しておきoff-lineでカラー表示することも可能である。また、磁気テープ装置には直交座標データの他極座標データも直接集録し、気象研究所大型電子計算機で各種解析を行っている。

## 1.6 可搬型3cm波ドップラーレーダ

3cm波ドップラーレーダは1981年5月に運用を開始した。このレーダは局地性降雪雨の観測を行う目的をもって、必要な場所へ容易に移動出来るように、コンテナにレーダ装置一式が収納されている。アンテナはコンテナ屋根上に設置されているが、移動に際してはコンテナからとりはずされ、コンテナとアンテナは2台のトラックに別々に搭載して輸送するようになっている。

このレーダの特徴として次の項目があげられる。

1. 送信管としてクライストロンによる信頼性の向上
2. ドップラー測風機能
3. カラー画像表示
4. データのデジタル磁気テープへの集録機能
5. 可搬型による機動性

レーダ装置の主要構成と性能をそれぞれ図1.7と章末の附録2に示す。以下、装置の概要を述べる。

## アンテナ

このレーダのアンテナの走査機能は PPI, REI 及び三次元走査から成っており、すべて専用のハードウェアによって制御されるようになっている。

PPI は仰角を一定にして、方位方向に回転するが、1 rpm の場合のみドップラーモード（繰返し周波数2000pps）としてデータの集録を行うが、6rpm では強度モード（繰返し周波数1000pps）として、単に降水エコー域のモニタのみに用いている。

REI (Range Elevation Indicator) は水平面（仰角 0°）から天頂頂（90°）を経て反対方位の水平面（180°）までを連続的に走査（180°/30 秒）することができる。データの収集は 0→180° の順方向でのみ行うようになっており、自動的に 2°, 5° または 20° ごとに方位方向に歩進することも可能で

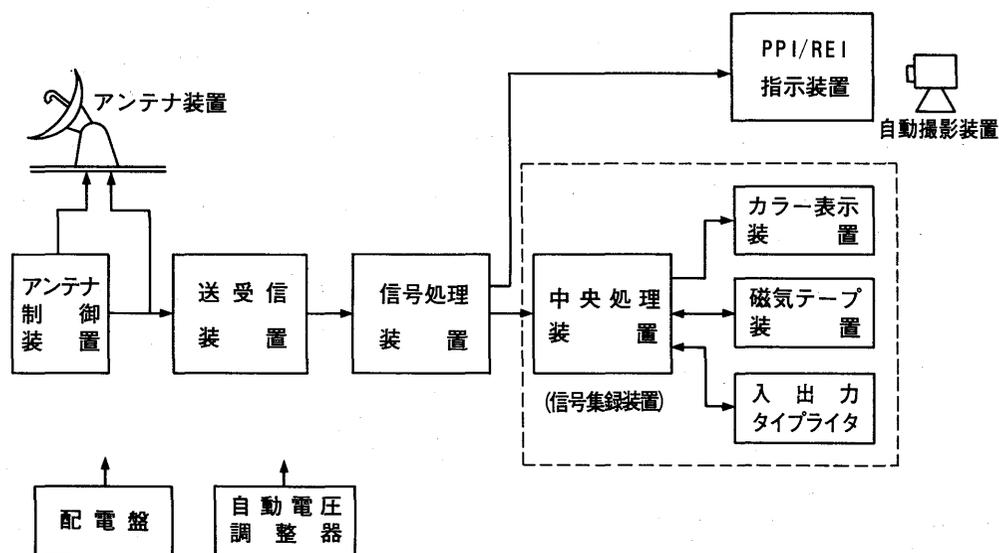


図 1.7 可搬型 3.1 cm 波ドップラー気象レーダ構成図

ある。また、この走査は水平～天頂間のみについてもできるようになっている。なお類似の表示方式に RHI (Range Height Indicator) があるが、これは仰角走査を通常 30° までに制限し、降水エコーの画像あるいは映像表示において、水平方向に比べて垂直方向を拡大表示するものである。三次元走査については次節で詳述する。

## 送受信装置

送信管はアメリカ Varian 社製のクライストロン（型名 V-24 E）で、マグネトロン方式にくらべて周波数安定度が非常にすぐれている。しかし、寿命（約2000時間）の割には価格が高い欠点もある。

クライストロンは増幅管である。このため、まず水晶発振器を原振として STALO（精密局部発振

器)周波数 9,780 MHz を発振させ、同じく COHO (同期発振器)からの 30 MHz と混合する。この和の周波数 9,810 MHz の信号をクライストロンにより増幅 (利得 55 dB) して、所定の送信尖頭出力 50 kW を得ている。

ドップラー周波数  $f$  を含むレーダ反射波信号は、まず受信装置内の信号変換部において、STALO の 9780 MHz と混合されて、30 MHz + ドップラー周波数に変換する。この中間周波信号は強度情報として、対数特性受信機 (動作範囲 70 dB 以上) を経て包絡線検波器により対数ビデオ信号を得ている。また、ドップラー情報として、直線特性受信機を経て直交位相検波器により  $I$  及び  $Q$  チャネルビデオ信号を得ている。なお、直線受信機の動作範囲は 50 dB 以下なので、降水エコーの入力信号範囲を必ずしも満していないため、自動利得制御の方式を併用して動作範囲を拡大している (約 90 dB)。

### 信号処理装置

送受信装置からの対数ビデオ信号及び  $I$ 、 $Q$  チャネルの位相ビデオ信号は A-D 変換を行いデジタル処理を行う。対数ビデオ信号は強度信号として距離補正を行い雨量強度信号とし、 $I$ 、 $Q$  チャネルのビデオ信号はパルスペア方式によって、ドップラーспекラムの平均値と標準偏差値の信号処理を行う。

信号処理における角度分解能はアンテナビーム幅に対応させて  $1^\circ$  にとっている。この場合アンテナ 1 回転の速度を 5 cm 波レーダの走査速度に合せて 1 分にとっているので、角度分解能  $1^\circ$  に含まれるパルス数は  $\frac{2000(\text{pps}) \times 60(\text{sec})}{360(\text{方位分割数})} = 333.3$  であって、この内の 256 パルスがドップラー信号処理に用いられている。したがって周波数分解能は  $\Delta f = \frac{2000}{256}$  故、このレーダの計数速度分解能は  $\Delta v = \frac{\Delta f \times 3.1}{2} \approx 12.0 \text{ cm/s}$  としてあたえられ、 $\Delta v$  の分解能で 0~15.3 m/s のドップラー速度及び標準偏差値を得ることができる。

距離方向には 0.25 km から 64 km まで 250 m ごとに 256 個のセルデータを得ている。したがって一仰角当りのデータ総数  $360 \times 256 = 76800$  個を 1 分間に収集することができる。

### 信号集録装置

本装置はミニコン (NOVA-4) を中心として構成され、主要機能として対数強度信号、ドップラー平均速度、同標準偏差について PPI 及び REI 画像をカラー表示装置に 7 色で表示する機能、磁気テープに集録する機能及び磁気テープから再度カラー表示する機能を有している。

## 1.7 アンテナ三次元走査システムの開発\*

ドップラーレーダを用いた観測の場合、観測対象空間内をアンテナが走査する間に観測対象が一定の状態にあるという仮定をおく必要がある。したがってこの走査時間は短かいほどよい。そこで三次元的データを取る場合いわゆる三次元走査が必要になってくる。三次元走査とは部分走査 (セク

\* 松浦和夫：気象衛星研究部

タスキャン)を仰角のいくつかについて連続しておこなう走査である。この節ではこの三次元走査の実現方法について3cm波可搬型ドップラーレーダ装置と5cm波固定型ドップラーレーダ装置のそれぞれについて解説する。

### 1.7.1 3cm波可搬型レーダの三次元走査

3cm波可搬型レーダにおいては三次元走査はハードウェアによって実現される。アンテナの動きはフリップフロップによって表される3つの状態変数  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$  によって記述される。第1の変数  $A_0$  は方位角設定データとアンテナ方位角が等しくなった時1にセットされ、方位角設定データとアンテナ方位角データとの差がある値(アンテナの走査範囲にあたる)に等しくなった時に0クリアされる変数である。第2の変数  $A_1$  は前記の変数のたち下りによって1にセットされ仰角設定データと仰角アンテナデータの差がある一定の値(あらかじめプログラムされた仰角を表す)になった時0クリアされる変数である。第3の変数  $A_2$  は初期仰角設定データとアンテナ仰角が等しい時1にセットされ、仰角が90°に達した場合と仰角が選択した限界に達した場合0クリアされる変数である。 $A_0$  はアンテナの方位角がデータ収集区間内にあることを示す変数である。 $A_0=1$  のとき収集区間内にあることになる。 $A_1$  は仰角の変化を示す変数で1のとき上昇,0のときストップを示す。 $A_2$  は0のときデータを収集終った状態か90°の制限を越えた状態でアンテナが初期状態にもどる過程にある状態を示す。 $A_2=1$  は仰角がデータ収集可能区間内にあることを示している。 $A_2=0$  のとき  $A_0$ ,  $A_1$  によらずアンテナの方位角は逆回転,仰角は下降と定義される。 $A_2=1$  のとき  $A_0$ ,  $A_1$  の値によって4種のアンテナ動作が定義される。仰角についていえば  $A_1=0$  のときストップ,  $A_1=1$  のとき上昇となる。 $A_0=0$  のとき方位角は逆転,  $A_0=1$  かつ  $A_1=0$  のとき順回転,  $A_0=1$ ,  $A_1=1$  のときストップとなる。

仰角の設定はステップ増分が16進スイッチによって設定される。増分に比例した数のクロックをカウントすることによってデジタル値として仰角をカウンタに積算して保持する。初期設定値とアンテナのデジタル位置信号の差を考えることにより所定の仰角になっているかどうかを判断する。この差が積算された値に等しくなるまで  $A_1=1$  が成立するので  $A_2=1$  の時はアンテナの仰角が増加する。

アンテナの動きを順におっていくと次の様になる。方位角,仰角が初期設定値に静止したのち三次元走査のスイッチをいれると,  $A_0=1$ ,  $A_1=0$ ,  $A_2=1$  となり順回転する。同時にデータを収集する。このとき仰角は変化しない。方位角の増分が方位角増分設定スイッチによって選択された値になると  $A_0=0$  となり同時に  $A_1=1$  となる。方位角は反転し仰角は増加となる。方位角が設定値になると  $A_0=1$  となるが,  $A_0=1$ ,  $A_1=1$ ,  $A_2=1$  だから仰角は増加,方位角はストップになる。先に仰角が設定値になったとすると  $A_0=0$ ,  $A_1=0$ ,  $A_2=1$  だから方位角は逆回転,仰角はストップとなる。方位角が初期設定値になり仰角が設定値になると  $A_0=1$ ,  $A_1=0$ ,  $A_2=1$  となり順回転,仰角一定で走査がおこなわれデータ収集時期になる。これがくりかえされて三次元走査が実行される。最大15

ステップまでの設定回数をおこなったあとで  $A_2=0$  が成立するので、アンテナの方位角は逆回転、仰角は下降と初期値へむかってもどる。このとき  $A_0=0, A_1=1, A_2=0$  である。仰角が初期値に達すると  $A_2=1$  となるが同時に  $A_1=0$  となるので、このとき  $A_0=0$  だから、方位角は逆回転、仰角はストップとなる。そして方位角が初期値に到達すると、 $A_0=1$  となり順方向、仰角はストップとなって一番最初の状態にもどる。

### 1.7.2 5 cm 波固定レーダの三次元走査

5 cm 波固定レーダの三次元走査はソフトウェア中心の方法によって実現されている。5 cm 波レーダはハードウェア的には計算機によって方位角と仰角を設定できる機能を持っている。この設定は基本的にはポイント値であって、そこに到達すればアンテナの動きはとまってしまう。したがってアンテナ走査を実現するには、現在の値に数値を加え合せて次々と新しい設定値を定めていく必要がある。これを続ければアンテナはあたかも連続して動いているかのように見えることになる。このソフトウェアはレーダ制御用に気象研究所で開発された言語によって記述される。メーカーによって納入されたプログラムはすべてアセンブラレベルのものでデータ収集用の追加機能としてのアンテナ操作もアセンブラプログラムによって実現することも検討されたが汎用性を考慮して新しい言語を作ることにした。この言語の特徴を表1.1に示す。この言語を使って三次元走査のみならず種々の観測用プログラムが作成できることになる。作成された言語処理系は基本的には整数型変数を持つインタプリタとして動き最初に全体の文法のチェック、サブルーチンのリストアップ、データ変換などをおこない次に実行する。

インタプリタとは、メモリ上のソースプログラムを機械語に変換せずに各種の命令テーブルや表を参照して解釈し1命令ずつ直接実行する言語処理系である。また言語内にエディタ機能ディスクからのプログラムロード機能を含んでいる。この言語ではもっとも基本的データとして先頭に仰角、方位角それぞれ2バイトデータのついた256個のレンジセルの平均周波数、LOG強度、分散のうちどれか2種のデータ計512個を考えていてこれを取得する過程をサブルーチンとして整備している。このサブルーチンは仰角設定、方位角設定のサブルーチンと共にシステムサブルーチンとして考えられて構文解析上もっとも早く評価され実行されるようになっていく。そのため呼び方は先頭に特殊文字（この場合%）をつけた手続き名で呼び出される。構文解析上もっとも早く評価されるとは要するに先頭の特殊文字を一番最初に判別するということである。プログラムはメモリ上にキャラクタコードでたくわえられ実行時には1キャラクタ毎に取り出されFOR、REPEATなどの字句と比較され一致した場合それに対応した処理をおこなう。その際に特殊文字は一番最初に識別するのである。

表1.1 言語の特徴

機能の分類	利用可能な機能
レーダデータに関するもの	強度, ドップラー周波数, 分散の入力 方位角, 仰角の入力, 出力 観測時刻, 観測レンジ, 観測モードなどの入力
入出力	MT READ, WRITE 文, まきもどし, EOF 出力など ディスク ランダム入出力, (READ, WRITE 文) タイプライタ PRINT, INPUT CRT PRINT, INPUT, ドットメモリ出力
データ処理	逆ポーランド記法による四則演算 サブルーチンコール 関数 (浮動少数点演算, FFT) 一次元配列 スタック操作 DATA 文
エディタ	行入出力 プログラムリスティング (CRT, タイプライタ) 紙テープ入出力 (プログラム) 16進メモリ変更 ディスクからのプログラム入力
判断, くりかえし	IF -ELSE -ENDIF FOR -NEXT REPEAT -UNTILL WHILE -ENDDO などの制御構文

プログラムの例として仰角設定のサブルーチンを挙げる。

```

SUB ELSET
EL=EL(K)
%EL EL
REPEAT
%DATA D
U=D(0) 4 / EL -
IF (EL>9)
IF (-9<U) (U<9) *
W=EL U -
%EL W
    
```

```

ENDIF
ENDIF
UNTILL (-3<U) (U<3) *
%EL EL
RETURN

```

一見複雑な制御をおこなっているようであるが、アンテナの停止精度と停止速度を高めるためにフィードバックループを組んでいるためである。実際のアンテナの角度設定は%EL変数の部分でおこなわれる。REPEATはUNTILL条件成立までくりかえすという意味がある。ここでUNTILL条件の考え方は括弧でくくられたものをひとつの項として考えると、この項を括弧内の条件をみたととき、1をとりそれ以外0をとるブール変数として考えUNTILLの右側の項の演算の結果1をとると条件が成立したと考える。この演算は逆ポーランド記法に従うものとする。

逆ポーランド記法とは普通の数式表現、例えば $(A+B)/C$ を  $A B + C /$ と書く数式表現法である。これは日本語の表現方法によく似ている。すなわちAとBを加えたものをCで割るという語順になっている。 $(-3<U)$ と $(U<3)$ の積が1のとき成立と考えるから $-3<U<3$ のとき成立となる。これはアンテナの停止誤差Uがバイナリ値で絶対値が3以下ということである。バイナリ値は1単位約 $0.08789^\circ$ であるので約 $0.2637^\circ$ 以上の停止精度が確保されることになる。%DATA Dはレーダ1スキャン分のデータを変数Dの示すアドレスへ入力するシステムサブルーチンを表している。一番最初のアドレスには仰角がはいっている。この値は設定値の4倍の精度があるので4で割って、設定値ELとの差Uを考える。これが6行目の意味である。等号を除き演算は逆ポーランド記法による。この残差が9以下になったとき誤差をフィードバックして仰角を再設定する。IF文についての条件の評価はUNTILL文と同じでIF文以下の条件式が真のときENDIFとの間にはさまれた文を実行する。三次元走査はこの仰角を設定するサブルーチンを使い仰角を設定し方位角設定値を変化させることによってスキャンを実現する。必要な平面数をループ機能を使って走査する。ループ機能はFOR-NEXT文によって実現する。必要な仰角データはDATA文によってプログラム中に記述した。

参 考 文 献

- 青柳二郎, 1967: ドップラーレーダ. 気象研究ノート, 90, 63~84.
- 青柳二郎, 1985: レーダ直線特性受信機による降水エコー信号特性. *Papers in Meteor. and Geoph.* 36, 2, pp. 137-148.
- 城戸健一, 1969: 高速フーリエ変換について. *電子通信学会誌* 52, 12, 1534-1541.
- Aoyagi, J. 1968: A multi-channel Doppler frequency analyzer. *Proc. 13th Radar Meteor. Conf.*, 324~327.
- Aoyagi, J. 1983: A study on the MTI weather radar system for rejecting ground clutter. *Papers in Meteor. and Geoph.* 33, 4, 187-243.
- Battan, L. J. and Theiss, J. B. 1966: Observations of vertical motions and particle sizes in a thunder storm. *J. Atmos. Sci.* 23, 78~87.
- Brantley, J. Q. and D. A. Barczys. 1957: Some weather observations with continuous wave Doppler radar. *Proc. 6th Weather Radar Conf.*, Boston, Amer. Meteor. Soc., 297-306.
- Groginsky, H. L. 1972: Pulse pair estimation of Doppler spectrum parameters. *Proc. 15th Radar Meteor. Conf.*, Boston, Amer. Meteor. Soc., 233-236.
- Lhermitte, R. M. 1960: New developments of the echo fluctuation theory and measurements. *Proc. 8th Weather Radar Conf.*, Boston, Amer. Meteor. Soc., 236-268.
- Lhermitte, R. M. and E. Kessler, 1965: A weather radar signal integrator. *Proc. Inter Conf on Cloud Physics*, Tokyo., 301-308.
- Marshall, J. S. and W. Hirschfeld, 1953: Interpretation of the fluctuating echo from randomly distributed scatterers. Part I. *Canadian J. Physics* 31 962-994.
- Middleton, D. 1960: An introduction to statistical communication theory. McGraw-Hill.
- Rummler, W. D. 1968: Introduction of a new estimator for velocity spectral parameters. *Tech. Memo MM-68-4121-5*, Bell Tel. Lab.
- Theiss, J. B. and A. R. Kassandra. 1963: A new pulsed-Doppler radar for cloud observations. *Proc. 10th Radar Meteor. Conf.*, Boston, Amer. Meteor. Soc., 355-359.

附録 1. 5 cm 波ドップラーレーダ主要性能

1. アンテナ系
  - (1) 反射鏡 円型パラボラ直径 3m
  - (2) 輻射器 吹付ホーン
  - (3) ビーム幅 -3 dB 電力点(水平: 1.39°, 垂直: 1.51°)
  - (4) 利 得 42.5 dB
  - (5) 偏 波 面 水平偏波
  - (6) サイドロープレベル (レードーム付) 水平: -28.0 dB, 垂直: -27.8 dB
  - (7) VSWR 1.13 (導波管: WRJ-5)
2. アンテナ制御系
  - (1) 制御方式 プログラム制御方式
  - (2) 制御項目 PPI-SCAN  
RHI-SCAN (0~+30°)  
PPI-MAN  
RHI-MAN (-2°~+90.0°)  
COPLAN SCAN  
CAPPI SCAN
  - (3) PPI-SCAN ドップラーモード 1 rpm  
強度モード 6 rpm
  - (4) RHI-SCAN 0~+30°で約 20 秒
  - (5) Sector PPI 任意角中心に±45°で約 1 rpm 相当
  - (6) CAPPI 0.75°~21°でステップ数 21
  - (7) 水平停止精度 ±0.2°
  - (8) 垂直停止精度 +0.2°~-0.3°
- 3 送信系
  - (1) 周波数 5260 MHz
  - (7) 送信出力 250 kW
  - (3) パルス幅 2.0 μsec (強度モード)  
0.52 μsec (ドップラーモード)
  - (4) パルス繰返し周波数 280 pps (強度モード)  
1120 pps, 896pps  
(ドップラーモード)
4. 受信系
  - (1) マイクロ波低雑音増幅器 トランジスタ高周波増幅方式
  - (2) 雑音指数 4.35 dB
  - (3) S<sub>min</sub> -114.7 dB<sub>m</sub> (ロングパルス)  
-112.5 dB<sub>m</sub> (ショートパルス)
  - (4) ミキサー 平衡形ミキサー
  - (5) 局部発振器 水 晶
  - (6) 中間周波数 30 MHz

- (7) 帯域幅
  - 1.27 MHz (ロングパルス)
  - 2.85 MHz (ショートパルス)
- (8) 強度系の対数特性直線性 75 dB±1 dB
- (9) ドップラー系の直線性 40 dB±1 dB
- (10) 同上 I, Q チャネル平衡度 +0~-0.43 dB
- 位相差 0.3°rms 以下
- (11) 同上 COHO 信号レベル 10 dB<sub>m</sub> 以上
- 5. ドップラー信号処理系
  - (1) ドップラー信号処理方式 パルスペア方式
  - (2) A/D 変換
    - a 分解能 8 ビット
    - b サンプリングレート 600 KHz (1.66 μsec)
  - 250 m 相当
  - (8) 処理項目
    - 平均速度
    - 標準偏差
  - (4) 最大測定速度 ±16 m/s
  - (5) 平均速度の折り返し補正 あり (ソフトウェアで実施, ±48 m/s)
  - (6) 処理距離範囲 64 km, 128 km
  - (7) 距離分解能 250 m (64 km 時), 500 m (128 km 時)
  - (8) 方位分解能 1.40625° (=360°/256)
  - (9) 強度信号によるゲーティング 可能 (0, 5, 10, 15 dB を任意に設定可能)
  - (10) 速度, 偏差計測分解能 12.5 cm/s
- 6. 強度信号処理系
  - (1) 処理範囲 4~400 km
  - (2) 検波方式 ベクトル検波
  - (3) 消去比 最大 50 dB 以上
  - (4) 距離補正 ON/OFF 可
  - (5) 処理信号 3種類 Normal, MTI, 補償 MTI
  - (6) 指示機表示ビデオ 3種類 Gray
  - (PPI/RHI スコープ)
    - Log
    - Linear
- 7. 表示系
  - (1) A/R 表示
    - (a) シンクロスコープ 4 現象同時表示 VP-5403 A
    - (ナショナル製)
    - (b) 表示ビデオ 強度モード (log, linear)
    - ドップラーモード ( $I, Q, \bar{f}, \sigma$ )
  - (2) PPI 表示
    - (a) CRT 12 ABP 7 A
    - (b) 距離範囲 50, 100, 200, 300, 400 km

(c) オフセット機能

1 半径以下

(3) RHI 表示

(a) CRT

PPI 表示と共用

(b) 距離範囲

$r$ : 50, 100, 200km

$\theta$ :  $0^\circ \sim 30^\circ$

(c) 高度倍率

高度	距離	50km	100km	200km
20km		/	5	10
10km		5	10	/

(4) カラー表示

(a) 距離範囲

100, 200, 400, 800 km

(b) 分解能

0.5, 1, 2, 10 km

(c) 表示階調

(強度モード)

7 段階, 7 色 5 dB/10 dB ステップ

(ドップラーモード)

$\pm 16$  m/s の範囲を 7 色で表示

8. ソフトウェア系

(1) PPI 処理プログラム

処理範囲

50, 100, 200, 400 km

処理分解能

距離 0.25, 0.5, 1.0, 2.0 km

方位  $1.406^\circ$

出力媒体

カラー表示装置 (X-Y 座標)

磁気テープ装置 (X-Y 及び  $r-\theta$  座標)

(2) CAPPI 処理プログラム

処理範囲

距離 50, 100 km

高度 1~15 km (1 km 毎)

高度指定

同時に任意の 3 高度

処理分解能

距離 0.25, 0.5 km

方位  $1.406^\circ$

設定仰角

0.75/1.5/2.25/3.0/3.75/4.5/5.25/6.0/6.75/7.5/8.25/9.0/9.75/

10.5/12.0/13.5/15.0/16.5/18.0/19.5/21.0 計 21 ステップから選択

出力媒体

カラー表示装置 (Y-Y 座標)

磁気テープ装置 (X-Y 及び  $r-\theta$  座標)

(3) ドップラー生信号集録

アンテナ

静止 (回転時でも可能)

距離範囲

0.25~64 km

距離分解能

0.25, 0.5 km

距離素子数

32

信号データ (各セル)

1024×2 (1 及び Q)

出力媒体

磁気テープ装置

(4) レーダ反射波生信号集録

アンテナ	静止 (回転時でも可能)
距離範囲	200 km
指定位置	同時に2地点
距離間隔	最小 250 m
出力媒体	磁気テープ装置
(5) 受信機特性の検定	SGにより受信機特性 (LOG) 及び DIREP 特性 (INTENS) の検定がシステムタイプライターにより可能。

注) (3)項ドップラ生信号集録時, 対応するエコーの LOG 平均値を MT に集録する。

#### 9. 所要電源

(1) 電 圧	AC 100 V $\pm$ 2% 単相 (計算機関係及び附属機器用)
	AC 200 V $\pm$ 2% 3相
(2) 周波数	50 Hz $\pm$ 3 Hz
(3) 消費電力	3 KVA 以下 (AC 100 V) 5.2 kVA 以下 (AC 200 V)

### 附録2 3cm波ドップラーレーダ主要性能

#### 1. アンテナ装置

(1) 反 射 鏡	直径 2 m パラボラ
(2) ビーム幅	1.07°
(3) 利 得	43.15 dB
(4) 偏 波 面	水平
(5) 走 査	水平回転および垂直走査

#### 2. アンテナ制御装置

(1) 制御項目および駆動速度	PPI-SCAN 6 rpm (強度モード) 1 rpm (ドップラーモード)
	REI-SCAN 180°/30 秒 90°/15 秒 走進可 (間隔 2°, 5°, 20°) 手動走査 (水平, 垂直共可)
(2) 停止角度精度	$\pm 0.3^\circ$

#### 3. 送受信装置

(送信系)

(1) 送信周波数	9810 MHz
(2) 送信出力	50 kW
(3) パルス幅	1.0 $\mu$ sec
(4) パルス繰返し周波数	2,000 pps (強度モード: 1,000 pps)

(受信系)

- |                               |               |
|-------------------------------|---------------|
| (1) マイクロ波低雑音増幅器               | トランジスタ高周波増幅方式 |
| (2) 雑音指数                      | 3.9 dB        |
| (3) 最小受信感度                    | -107.3 dBm    |
| (4) 局部発振器                     | 水晶            |
| (5) 中間周波数                     | 30 MHz        |
| (6) 帯域幅                       | 2.0 MHz       |
| (7) 強度系の対数<br>特性受信機直線性        | 70 dB 以上      |
| (8) ドップラー系の<br>直線特性受信機<br>直線性 | 50 dB 以上      |

4. 信号処理装置

(強度系)

- |            |                                  |
|------------|----------------------------------|
| (1) PPI 処理 |                                  |
| 処理範囲       | 64 km                            |
| 分解能        | 距離 250 m<br>方位 1°                |
| (2) REI 処理 | 64 km                            |
| 処理範囲       |                                  |
| 分解能        | 距離 250 m<br>仰角 1°<br>仰角範囲 0~180° |

(ドップラー系)

- |               |            |
|---------------|------------|
| PPI, REI 処理   |            |
| (1) 処理方式      | パルスペア方式    |
| (2) サンプリングレート | 250 m      |
| (3) 量子化ビット    | 8 ビット      |
| (4) 処理項目      | 平均速度, 標準偏差 |
| (5) 最大測定速度    | ±16 m/s    |
| (6) 計測分解能     | 12 cm/s    |
| (7) 処理距離範囲    | 64 km      |
| (8) 距離分解能     | 250 m      |

(アンテナ停止処理)

- |           |            |
|-----------|------------|
| (1) 集録信号  | ドップラー生信号   |
| (2) 距離範囲  | 0.25~64 km |
| (3) 距離分解能 | 250 m      |

5. 信号集録装置

- |           |                    |
|-----------|--------------------|
| (1) 計算機   | NOVA-4             |
| (2) 入出力   | ダッシュ・プリンタ          |
| (3) 磁気テープ | 800 BPI, 2400 フィート |

