

搜索レーダにおける自動追尾 (I)

(オフライン入力データの収集)

飯田尚志・水町守志・東口 実

The Track-While-Scan Technique for Search Radar (I) —Acquisition and Processing of Aircraft Radar Data—

By

Takashi IIDA, Moriyuki MIZUMACHI and Minoru HIGASHIGUCHI

Abstract: It is mentioned here the design philosophy and basic experiments how the radar data should be processed for the digital tracking computation.

Aircraft data of search radar, obtained scan by scan, are recorded on perforated tapes through the radar video digitizer (RVD) and the buffer memory devices. The track-while-scan technique is investigated by an off-line computer using these recorded data.

Here are given some proposals concerning-----data rejection and acceptance. It is also clarified the relation between the accuracy of RVD and tracking calculations.

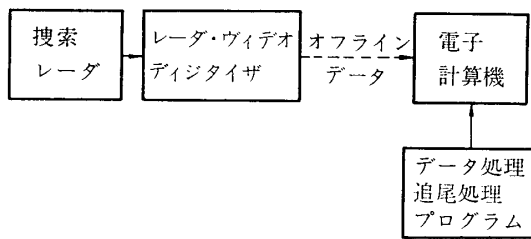
概 要

搜索レーダにおける自動追尾はデジタル方式で行なわれ、そのためにレーダ・ビデオ・ディジタイザ (RVD) によりターゲットのデータを得る必要がある。ここでは自動追尾方式を研究するためにオフライン入力用データを得ることを目的として RVD に要求される性能を算定し、与えられた機器を使用して実際に RVD を作製し、航空機に関するデータの収集を行なった。またその結果から RVD の精度について検討し、さらに精密化した RVD を作製した。

1. 序

搜索レーダにおいて自動追尾を行なう場合には、一度に多数の航空機を扱う必要性から自動追尾方式には記憶・演算の容易なデジタル方式が有利であるので、搜索レーダのレーダ・ビデオをデジタル化する必要があり、これがレーダ・ビデオ・ディジタイザ (Radar Video Digitizer 以下略して RVD と書く) であるが、搜索レーダにはきわめて特有の問題つまり雑音およびクラッタが混合する問題があるので、RVD においては単にレーダ・ビデオをデジタル化するだけでなく、レーダ・ターゲットの検出機能を持たせる。

ここでは搜索レーダにおける自動追尾方式を研究するために第1図に示すように、デジタル化したレーダ・データをオフライン用として収集するために、RVD を作製し、作製し



第 1 図 自動追尾方式研究の構成

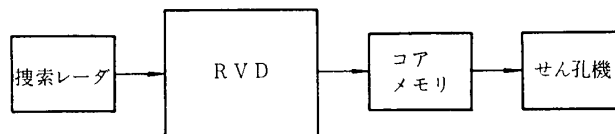
た RVD を使用して、実際に航空機の手データを取得し、得られたデータにさらに計算機による処理を施して航空機に関するデータを抽出する過程について述べる。

最後に得られた結果に基づいてさらに性能を向上させるために検索レーダの改造およびより精密化した RVD の概要について述べる。

2. レーダ・ビデオ・ディジタイザ

2.1 全体の構成

全体の構成は第 2 図のようである。使用した検索レーダはパルス繰り返し 490 μs 、パルス幅 0.4 μs 、出力 40 kW、アンテナ・ビーム幅（水平）1.2 度、スキャン速度 12 r. p. m. のものであり、コア・メモリは記憶容量 2560 ビット（10 ビット/語）、サイクル時間 2 μs である。またせん孔機はせん孔速度 10 キャラクタ/秒のものである。



第 2 図 RVD の構成

RVD ではレーダ・ビデオを単にデジタル化するだけでなく、通常次の二つのことを行なう。

(1) レーダ・ビデオ信号をある閾値（第 1 閾値という）にしたがって 2 値化、距離情報のデジタル化を行なう。

(2) 検索レーダでは 1 ターゲット当りのヒット数が多いので方位角方向に対してさらにある閾値（第 2 閾値という）を設けて、ターゲットの検出確率を高めると共に雑音による誤警報確率を低くし、同時にアンテナ・ビームの中心を求めるビーム・スプリットを行なう。

この第 2 閾値には従来種々の方法が考えられているがここでは上に述べたような既存のレーダからなるべく簡単にデータを得るべくコアメモリおよびせん孔機を使って RVD を作製することを目的とする。

したがって本 RVD では記憶容量の少ないコアメモリとせん孔速度の遅いせん孔機でもできるだけ精度よくしかも簡単にデータが取得できるものが望まれるので以下のように諸元を決定した。

2.1.1 精度の決定

RVD の精度とは量子化のあらさのことであり、まづ方位角方向について考えるとき 360 度を何ビットで表わすかによる。距離方向の量子化は距離ゲートの時間幅によって決まる。また、ここで使用する検索レーダの性能を考えるとき経験から航空機が良好に観測できるの

は 6 N. M. までであった。実際の機器の作製という面から考えるときは距離ゲートの時間幅をあまり狭くすることは困難であるため、ここではこれを $2\mu\text{s}(1/6 \text{ N. M.})$ と決め、6 N. M. で量子化の格子がほぼ正方形つまり距離方向と方位角方向の量子化の誤差が等しくなるように方位角の量子化を行なうことにする。この場合方位角を 8 ビットで表わすとすれば方位角精度は 1.41 度となる。実際、通常の RVD は方位角を 12 ビット、距離を $1/8 \text{ N. M.}$ で表わしているが、最大の観測距離である 70 N. M. を考えると量子化の格子の大きさはほぼ正方形となる。本 RVD の場合は 6 N. M. において量子化の格子の大きさは約 $300 \text{ m} \times 265 \text{ m}$ となる。方位角精度 1.41 度はレーダ・アンテナの水平面ビーム幅 (3 dB) の 1.2 度とほぼ等しい。このようなことから、ここでは方位角を 8 ビットで表わすことにする。また距離方向は 6 N. M. を $1/6 \text{ N. M.}$ で割ると 36 区間有り、これは 6 ビットで表わすことができる。

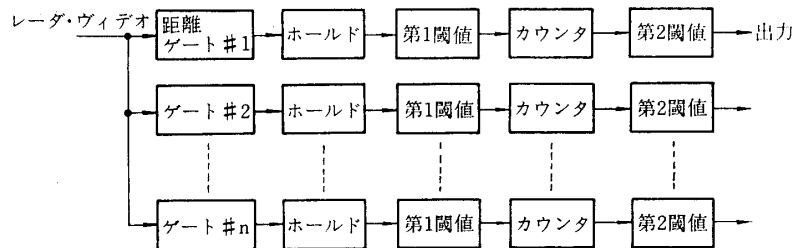
2.1.2 信号の検出

(1) 信号の検出方法

本レーダの場合、1 ターゲット当りのヒット数が多いので第 1 閾値、第 2 閾値を設けることにする。まず第 1 閾値では信号の有無を判定して距離ゲートの中で 2 値化される。ここではレーダ・ビデオを距離ゲートに分割しておき量子化する方法をとる。距離ゲートは信号パルス幅より広いので、一つの距離ゲート内で 2 回以上の検出をする場合を避けるために信号のホールド回路を付ける。次に第 2 閾値について考える。ターゲットを点と考えると、そのときのヒット数 h は

$$h = \frac{\theta_B}{360} \cdot \frac{\tau}{T_r} = \frac{\theta_B}{360} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot \frac{60}{s} \quad (1)$$

で表わせる。ただし θ_B : アンテナ・ビーム幅, τ : スキャン時間, s : アンテナ回転数 (r. p. m.), T_r : パルス繰り返し時間である。本レーダでは $\theta_B = 1.2$ 度, $s = 12$ r. p. m., $T_r = 490 \mu\text{s}$ であるので $h = 33$ となる。通常の RVD では第 2 閾値においてビーム・スプリットを行なってターゲットの中心を計算するのであるが、こうするためには各距離ゲートごとに多くのレジスタおよびこれに付随する判定回路を多く必要とする。ところで本 RVD では方位角方向の量子化区間がほぼアンテナ・ビーム幅に近いということから点ターゲットは一つの方位角量子化区間に入り得る。このようなことから各量子化の格子についてターゲットの有無を判定することにし、このために方位角方向に対してデジタル積分を行なうことにする。したがって第 2 閾値はデジタル積分器の出力に対するあるレベルである。以上まとめると RVD の信号検出機構は第 3 図のようになる。

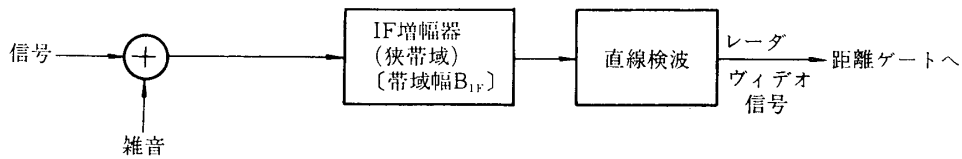


第 3 図 RVD の信号検出機構

(2) 検出確率および誤警報確率

a. レーダ・ビデオ信号振幅の確率密度関数

レーダ・ビデオ信号は第4図のようにして合成されていると考えられる。以下しばらく1ヒットの検出について考える。ここで雑音はマイクロ波ダイオードによる混合雑音と中間周波増幅器の電子管によるショット雑音が主であり、その他外界の熱雑音も含まれると考え、これらがすべて雑音源として一つに表わせるものとする。このような雑音は白色ガウス雑音と考えることができる。



第4図 レーダ・ビデオ信号の合成

信号はパルスであって次の二つの仮定が成り立つものとする。第1はすべて同じ強さの信号とする。つまりアンテナスキャンの影響を無視する。第2は各パルスは統計的に独立に揺らぐとする。

雑音のみのときのビデオ信号は白色ガウス雑音を狭帯域フィルタに通したときの包絡線であるから、振幅の確率密度関数はレーレー分布となって

$$p_N(R_v) = \frac{R_v}{\phi_0} \exp\left(-\frac{R_v^2}{2\phi_0}\right) \quad (2)$$

となる。ただし、 R_v : 振幅、 ϕ_0 : 雑音電力である。

次にビデオ信号が中心周波数が f_0 (フィルタの中心周波数) で振幅が一定値 P なるものと雑音との和から成っているときを考えると、振幅の確率密度関数はライス分布となり、

$$p_{S+N}(R_v) = \frac{R_v}{\phi_0} \exp\left[-\frac{(R_v^2 + P^2)}{2\phi_0}\right] I_0\left(\frac{R_v P}{\phi_0}\right) \quad (3)$$

となる。ただし I_0 は零次変形ベッセル関数である。

ここで R_v , P を $\sqrt{\phi_0}$ で正規化して

$$v = R_v / \sqrt{\phi_0} \quad (4)$$

$$a = P / \sqrt{\phi_0} \quad (\text{信号対雑音比}) \quad (5)$$

と表わすと第(2)式は
$$p_N(v) = v \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) \quad (6)$$

第(3)式は
$$p_{S+N}(v) = v \exp\left(-\frac{v^2 + a^2}{2}\right) I_0(av) \quad (7)$$

となる。

b. 距離ゲートの時間幅が非常に狭いときの検出確率および誤警報確率

第(6), (7)式のような振幅確率密度を持つビデオ信号を時間幅が非常に狭い距離ゲートで検出する場合、信号が存在するときの検出確率を P_{SB} , 信号が存在しないときの誤警報確率を P_{NB} とすると

$$P_{SB} = \int_V^{\infty} p_{S+N}(v) dv \tag{8}$$

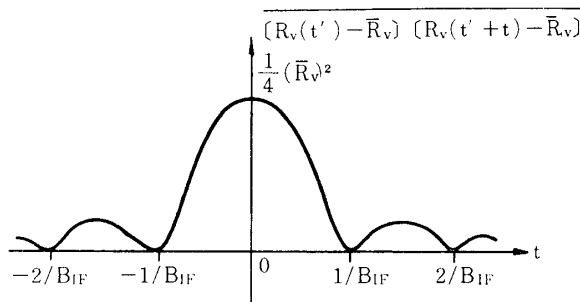
$$P_{NB} = \int_V^{\infty} p_N(v) dv \tag{9}$$

となる。ここで時間幅が非常に狭い距離ゲートをパルス幅程度の距離ゲートにまで拡張しても同様である。ところが実際には距離ゲートはパルス幅より広く、 P_{SB} 、 P_{NB} の値を修正しなければならない。この場合について次に述べる。

c. 距離ゲートの時間幅が帯域幅の逆数の l 倍であるとき

中間周波帯域幅を B_{IF} ($B_{IF} \ll f_0$) とするとき直線検波したビデオ信号を考えると、信号が無く雑音のみの場合、振幅の揺らぎ成分の相関関数を求めると

$$\overline{[R_v(t') - \bar{R}_v][R_v(t'+t) - \bar{R}_v]} = \overline{R_v(t')R_v(t'+t)} - (\bar{R}_v)^2 \approx \frac{1}{4}(\bar{R}_v)^2 \left(\frac{\sin \pi B_{IF} t}{\pi B_{IF} t} \right)^2 \tag{10}$$



第 5 図 $\overline{[R_v(t) - \bar{R}_v][R_v(t'+t) - \bar{R}_v]}$ のグラフ

となる、ただし、ここではフィルタの帯域特性は f_0 に対して対称としている。また $R_v(t')$ はビデオ信号の振幅、 \bar{R}_v は R_v の平均値を示す。第(10)式を図示すれば第 5 図のようになる。第 5 図からわかるように、ここでは仮定として時間軸上で $1/B_{IF}$ 以上離れるとビデオ信号振幅は独立となると考えて以下の議論を進める。

また信号として時間幅 T_p のパルスを考えると普通はパルス幅に整合した帯域幅をとり、ビデオにおいてパルスが十分再生されるようにするから

$$T_p = 2/B_{IF} \tag{11}$$

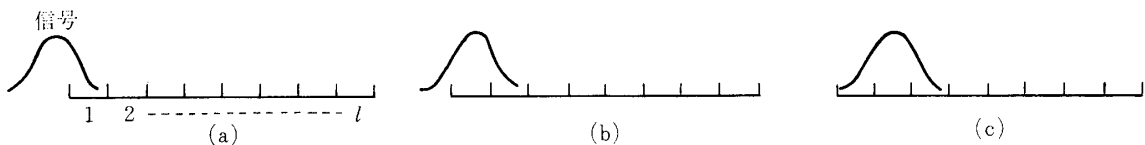
とする。

このとき雑音のみによる誤警報確率 P_{NB}' はゲート幅 $[(1/B_{IF}) \times l]$ の中に l 個の独立な区間に少なくとも 1 回検出される確率であるので、

$$P_{NB}' = 1 - (1 - P_{NB})^l \tag{12}$$

となる。

信号が存在するときは、信号はゲート幅の中に等確率で存在すると仮定すれば第 6 図のように三つの場合がある。ここでいずれも 1 区間の中に信号が少しでもかかればその区間でのビデオ信号の振幅確率密度関数は第 (7) 式のようなものとする。そうすると(a)では 1 区間、(b)では 2 区間、(c)では 3 区間が信号の影響を受ける。これは第 (11) 式よ



第 6 図 信号とゲートとの位置関係

り信号のパルス幅が2区間分あることによる。第6図(a), (b), (c)となる確率をそれぞれ P_1, P_2, P_3 としたとき、ゲートの中に少なくとも1回検出される確率 P_{SB}' は、

$$P_{SB}' = \sum_{i=1}^3 P_i \{1 - (1 - P_{SB})^i (1 - P_{NB})^{l-i}\} \quad (13)$$

となる。

ここで $P_1 = 2/l, P_2 = 2/l, P_3 = (l-4)/l$ であるから

$$P_{SB}' = 1 - \left[\frac{2}{l} (1 - P_{SB}) (1 - P_{NB})^{l-1} + \frac{2}{l} (1 - P_{SB})^2 (1 - P_{NB})^{l-2} + \frac{l-4}{l} (1 - P_{SB})^3 (1 - P_{NB})^{l-3} \right] \quad (14)$$

となる。

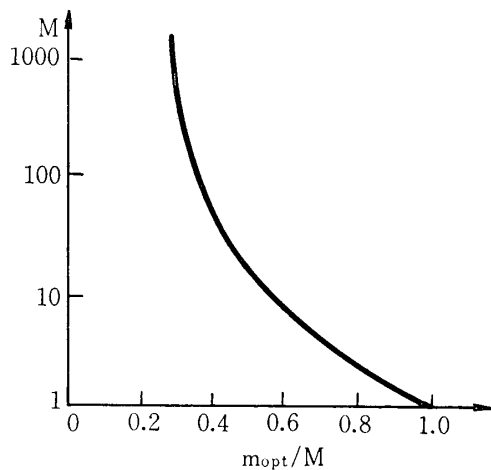
d. デジタル積分 (第2閾値)

ビデオ信号が第1閾値を越えた場合1のパルスが出されるので、これを一つの方角量子化区間の間積分する。この場合、アンテナのスキャンの影響を無視して、各ヒットごとの検出確率は同じとする。1区間中のヒット数をM個、第2閾値をm個とすると、各パルスは独立であるので雑音のみの場合は誤警報確率を P_N とすれば、

$$P_N = \sum_{i=m}^M \binom{M}{i} P_{NB}'^i (1 - P_{NB}')^{M-i} \quad (15)$$

信号が存在する場合、検出確率 P_S は

$$P_S = \sum_{i=m}^M \binom{M}{i} P_{SB}'^i (1 - P_{SB}')^{M-i} \quad (16)$$



第7図 m の最適値

となる。

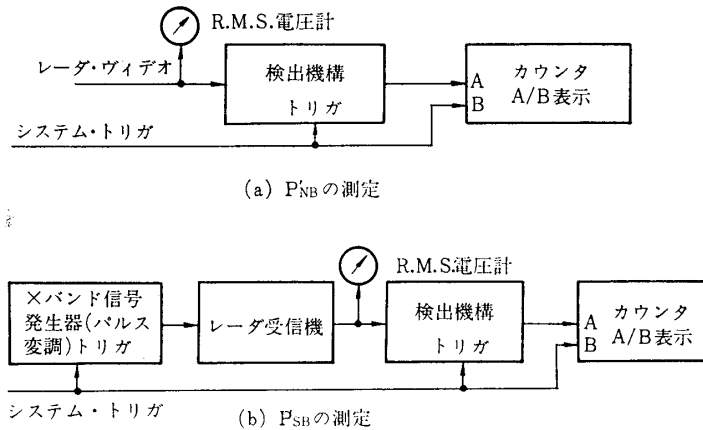
第2閾値mの最適値は P. Swerling により第7図のように与えられている。P. Swerling はある M に対して S/N と誤警報確率をパラメータとして m を変えたときに検出確率最大となる m_{opt} を数値計算により求めている。

本 RVD では $M \approx 40$ であるので $m \approx 16$ となる。

(3) 検出確率および誤警報確率に関する実験

a. 装置

ここでは第1閾値について実際の場合正しいかどうか実験を行なう。実験は第8図のように行ない、距離ゲートには6ダイオードゲート、第1閾値にはシュミット・トリガ回路を使用し、ホールD回路を通して使用した。閾値の測定には距離ゲートの時間幅よりも十分広いシステムトリガに同期したパルスを実験室から発生させパルスの高さを変化させて第1閾値を越える確率が50%となったときのパルス電圧とする。ここで確率の測定にはシステムトリガにより 10^4 回ゲートを開いたとき何回閾値を越えるかを計数している。測定の結果閾値は 1.25



第 8 図 検出確率・誤警報確率に関する実験

V であるが、雑音の場合前段のビデオ増幅器の直流再生においてダイオードの順方向抵抗が零でないために約 -0.2 V のペDESTALが発生したので閾値は 1.45 V とする。

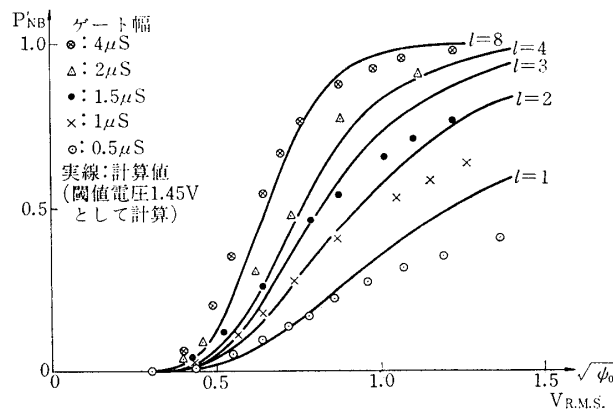
誤警報確率 P_{NB}' の測定において白色ガウス雑音としてレーダ受信機本体の雑音を使用する。雑音電力の測定には RMS 電圧計を使用するが、レーダ雑音は直流成分をも含むのに対して、使用した RMS 電圧計の測定可能範囲は $10\text{ Hz}\sim 10\text{ MHz}$ であるので、RMS 電圧計では標準偏差が測定できるものと考え、雑音電力 ϕ_0 と測定値 P_0 との間には次のような補正が必要である。

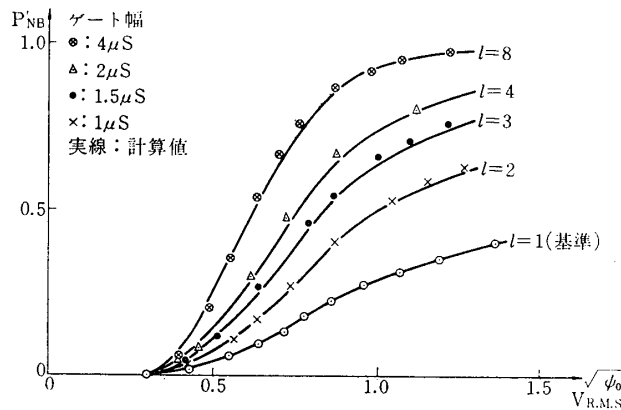
$$\sqrt{\phi_0} = \frac{2}{4-\pi} P_0 \approx 1.53 P_0 \quad (17)$$

検出確率 P_{SB}' の測定には Xバンド信号発生器を使用し、レーダ・システムトリガに同期したパルス幅 $0.4\ \mu\text{S}$ で AM 変調した信号を発生させ、距離ゲートに信号が入るように適当に変調パルスに遅延を掛けて測定する。

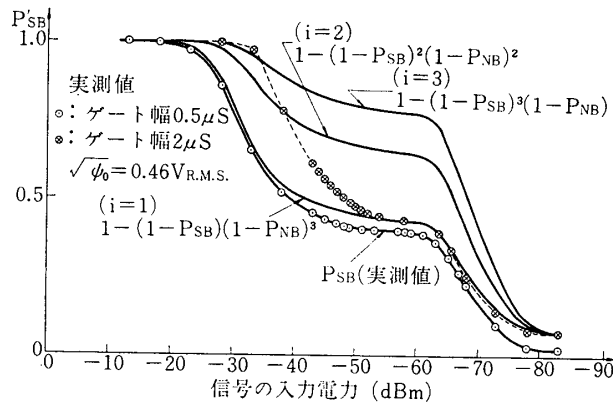
b. 実験結果

距離ゲートの時間幅を変化させて測定した結果、 P_{NB}' に関しては第 9 図のようになる。第 9 図で実線は第 (9), (12) 式の計算に基づくものである。この結果は、傾向は実験と理論で似てはいるが、あまり合致していない。これはホールド回路やペDESTALの影響によるも





第 10 図 第 (12) 式の検定



第 11 図 信号の検出確率

のと思われる。そこで今度は $l=1$ (ゲート幅 $0.5 \mu S$) のときの実測値を基準として第 (12) 式を適用してみたのが第 10 図である。これによるとほぼ計算値と合致しており第 (12) 式の考え方は妥当であると思われる。 P_{SB} に関する実験結果は第 11 図のようになる。第 11 図ではまずゲートの時間幅を $0.5 \mu S$ とし、信号としてゲートの時間幅よりも広いパルスで変調したものを用いる。このときの検出確率を P_{SB} と仮定して第 (14) 式を検討する。この場合、信号はゲートの中に (第 6 図 (c)) にあることがわかっているので第 (13) 式の P_i は一つだけが 1 で他は 0 である。そこで、 i を 1 から 3 まで変化させて第 (13) 式を計算したのが第 11 図の実線の曲線である。これに対して、信号のパルス幅を $0.4 \mu S$ とし、ゲート幅を $2 \mu S$ としたときの実測値が破線である。これを見ると信号の弱いときには第 (13) 式の $i=1$ のときに相当し、信号が強くなるにしたがって i が大きくなることを意味していることがわかる。第 (13) 式では信号の及ぶ区間を 3 区間と考え、しかも少しでも信号があればその区間での検出確率を P_{SB} と考えたのであるが、第 11 図から考えられることは信号が弱いときは 1 区間だけに影響を与え、信号が強くなるともっと多くの区間に影響を与えることから、信号のすそも P_{SB} にかなり影響することである。しかし、システムの検出確率を考えると、信号の弱いときを考えるから第 (13) 式の $i=1$ の場合のみを考えておけばよいと思われる。

c. 閾値の決定

(2) d. において, $M=40$, $m=16$ のとき $P_S(P_N)$ と $P_{SB'}(P_{NB'})$ との関係は第 1 表のようになり, $P_N=6 \times 10^{-7}$ とすると $P_{NB'}=0.1$ となり閾値電圧を一定の 1.45 V としたとき第 10 図より $\sqrt{\phi_0} \approx 0.46 \text{ Vrms}$ とすればよい. また $P_S=0.5$ 以上を得るためには $P_{SB'} \geq 0.4$ であるから第 11 図より入力信号は -63 dBm 以上必要である. この値はレーダの最小受信感度にはほぼ等しい.

第 1 表 $P_{SB'}(P_{NB'})-P_S(P_N)$ の関係

$P_{SB'}(P_{NB'})$	$P_S(P_N)$
0.05	3.04×10^{-11}
0.10	6.00×10^{-7}
0.15	1.11×10^{-4}
0.20	3.00×10^{-3}
0.25	2.64×10^{-2}
0.30	1.16×10^{-1}
0.35	3.07×10^{-1}
0.40	5.63×10^{-1}
0.45	7.91×10^{-1}
0.50	9.29×10^{-1}
0.55	9.87×10^{-1}

2.1.3 観測範囲の設定

計算機でオフライン処理をするためにはデータをせん孔紙テープに打出す必要があるが, せん孔機のせん孔速度は遅いのでバッファとしてコアメモリを使用する.

1 ターゲットは方位角 8 ビット, 距離 6 ビットで表現されるから, このときコアメモリに収容できるターゲット数を計算すると, コアメモリは情報用に 10 ビットを 1 語として語単位で読み書きを行なうものであるから 1 ターゲット当り 2 語 (20 ビット) 必要である. コアメモリの記憶容量は 2560 ビットであるから, 記憶し得るターゲット数は

$$2560/20=128 \text{ (ターゲット)} \quad (18)$$

となる. ところで本レーダは MTI を使用しないためにアンテナのスキャンと共にコアメモリにターゲットの位置を書き込む方式では 128 ターゲットは 1 スキャン以内で書き込まれてしまう. 一方せん孔機のせん孔速度は 10 キャラクタ/秒であり, 1 キャラクタは 6 ビットであるから, 1 ターゲット当り 3 キャラクタは必要となり, 1 スキャン (5 秒) 全部を打出しに使ったとしても

$$10 \times 5/3 \approx 16 \text{ (ターゲット)} \quad (19)$$

しか取り扱えない. またコアメモリは読み出し中は書き込むことができない.

ところで, 航空機は PPI 上全面に見えるわけではなく, 経験的には 1 度に 1 機が普通である. そこで, PPI 上の任意の位置にある大きさの観測範囲を設けてこれを可動とし, 観測範囲内の情報のみをコアメモリに書き込み, 観測範囲の方位角以外に相当する時間ではデータをせん孔紙テープに打出す方法が考えられる. ここで観測範囲の大きさを決定する.

一般に、コアメモリにおいて入力の情報量（1 スキャン当り）を n_i 、出力の情報量（1 スキャン当り）を n_0 とし、 j スキャンまで観測可能とすると

$$(n_i - n_0)(j - 1) + n_i \leq n_{total} \tag{20}$$

という関係がある。ただし、 n_{total} : コアメモリの記憶容量である。第 (20) 式は $n_i > n_0$ のときに j スキャンで遂にコアメモリが一杯になることを示している。

そこで今、簡単のために観測範囲の方位角の大きさは考えないことにして 1 スキャン 5 秒間データをせん孔したとすると、

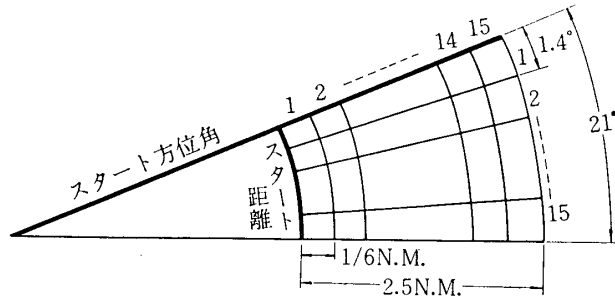
$$n_0 = 20 \times 16 = 320 \text{ ビット} \tag{21}$$

j は少なくとも 50 スキャンは欲しいから、 n_i は

$$n_i \leq \frac{n_{total} + n_0(j - 1)}{j} \approx 364.8 \text{ ビット} \tag{22}$$

ゆえに $n_i = 364$ ビットとなり、ターゲット数は 18 ターゲットとなる。ところが、グラウンド・クラッタを考えると 18 ターゲットは連続して存在し得るから観測範囲としてたとえば距離方向 6 区間、方位角方向 3 区間を考えるとすると、観測範囲は手動とするものであるから、航空機を追い掛けるには狭過ぎることになる。

そこで、1 ターゲットに対して方位角と距離をビットで表わしてコアメモリに収容することは取り止め第 12 図のような観測範囲の太線の部分、つまり観測範囲のスタートの方位角と距離を記憶し、データは方位角の量子化区間の中で距離方向に各量子化の格子の内容を 0、



第 12 図 観測範囲の大きさ

← 10 ビット →	
スタート方位角 8 ビット	空 2 ビット
スタート距離 5 ビット	空 5 ビット
ターゲット目標 15 ビット (第 1 番目の方位角区間)	空 5 ビット
...	...
ターゲット目標 15 ビット (第 15 番目の方位角区間)	空 5 ビット

第 13 図 コア・メモリの内容 (1 スキャン分)

1 の系列として表わし、この操作を方位角の順番に行なう。こうすればあとで計算によりターゲットの位置を求めることができる。

ここでは方位角方向 15 個、距離方向 15 個の量子化格子を持つ観測範囲とする。コアメモリに収容したときの状態は第 13 図のようにする。せん孔制御の容易なように 3 キャラクタで 1 方位角量子化区間の情報を表わす。このときの最大のスキャン数 j は、 $n_i = 320$ ビット、

$$\text{また} \quad n_0 = 20 \times \frac{10}{3} \times (5 - 0.293) = 314 \text{ ビット} \quad (23)$$

第 (23) 式中 0.293 秒は観測範囲占有時間である。しかし 20 ビットを一つの単位として考えねばならないから、 $n_0 = 300$ ビットとなる。ゆえに第 (20) 式より

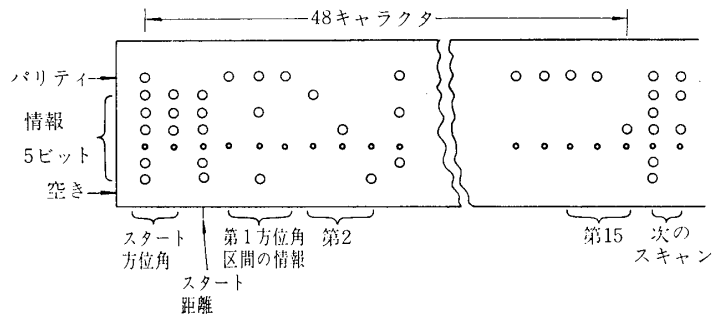
$$j \leq \frac{n_{\text{total}} - n_i}{n_0 - n_i} + 1 \doteq 113 \text{ スキャン} \quad (24)$$

ここで方位角方向にもう 1 量子化区間増したとする。この場合 n_0 に変化なく、 $n_i = 340$ ビットとなるから、

$$j \leq 56.5 \text{ スキャン} \quad (25)$$

しかし、観測範囲の大きさはあまり変化なく、できるだけ多くのスキャンをとりたいこともあるので、ここでは方位角方向、距離方向共 15 区間の観測範囲と決定する。

スタートの距離は 5 ビットで表わせるので、コアメモリの内容を第 14 図のようにせん孔紙テープに打出すことにする。



第 14 図 せん孔紙テープへの打出し方

2.1.4 レーダ・ビデオ・ディジタイザの構成

(1) 全体の構成

本 RVD の全体の構成は第 15 図のようになっている。レーダ・ビデオ信号は第 15 図の太線に沿って進む。この構成は機能上六つの部分に分けて考えることができる。構成に当たっては実験用といっても実際の信号についてデータを取得するので故障については十分配慮する必要がある。

a. レーダ本体との接続部

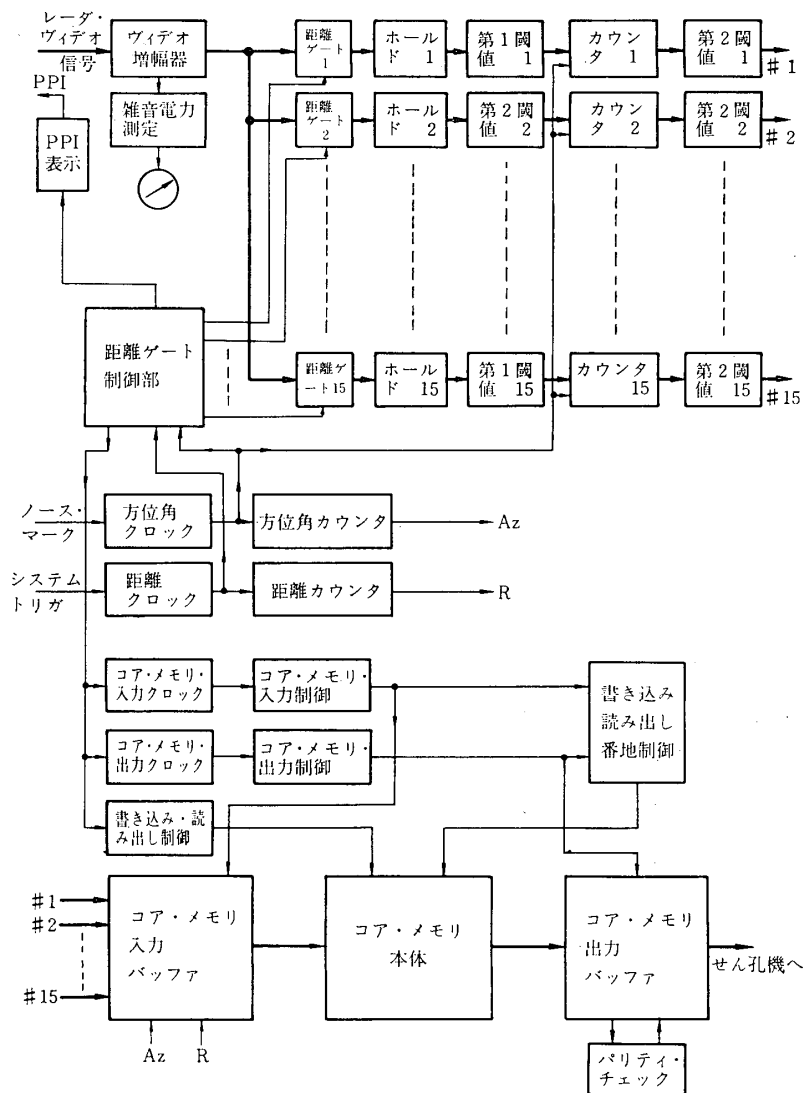
ここではレーダ本体からビデオ信号、システムトリガおよびノース・マークを得、あわせて PPI への観測範囲の表示も行なう。またレーダと RVD との電圧レベルの違いを調整する。接続部は次のものより構成されている。

- | | |
|------------------|-------------------|
| イ. ビデオ増幅器, | ロ. 雑音電力測定器, |
| ハ. ノースマークパルス発生器, | ニ. 観測範囲の PPI への表示 |

b. ゲート制御部

ここでは 15 個の距離ゲートの開閉と他のカウンタその他のすべての制御を行なう。大きく分けて方位角関係 距離関係、その他のタイミング関係がある。

c. 方位角、距離カウンタ部



第 15 図 試作レーダ・ビデオ・デジタルイザの構成図

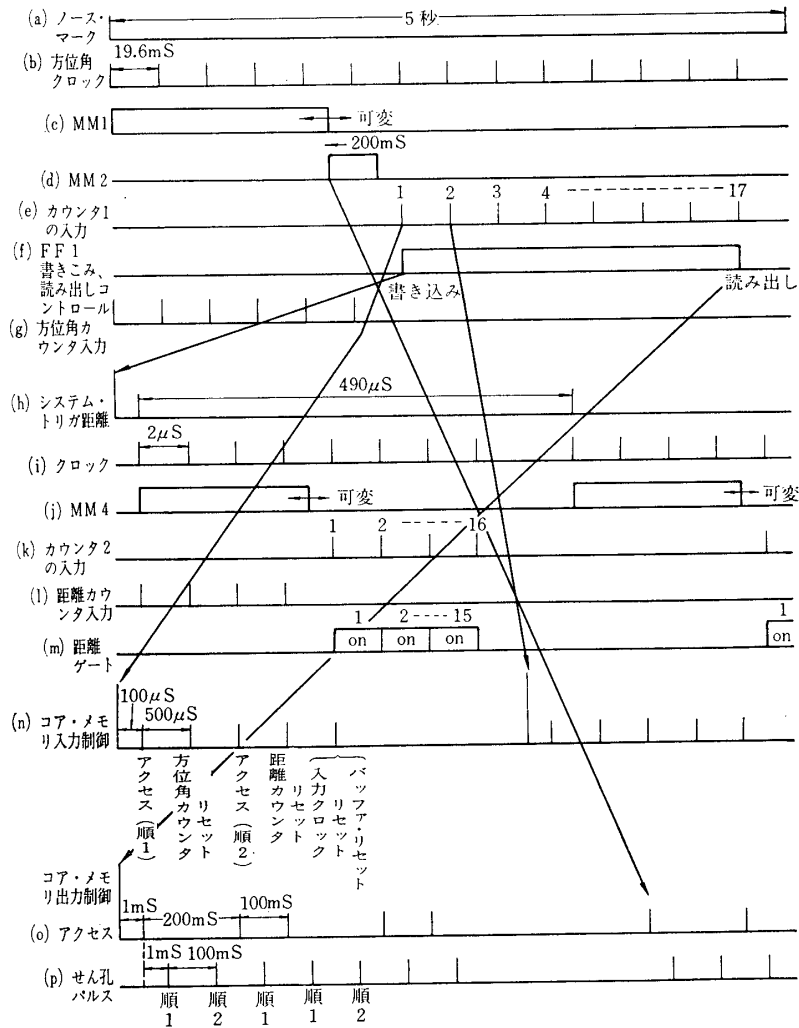
これはノース・マークに同期した方位角のクロックと、システム・トリガに同期した距離のクロックおよびそれらのカウンタ（スタートの方位角および距離を測定）より構成される。

d. 信号検出部

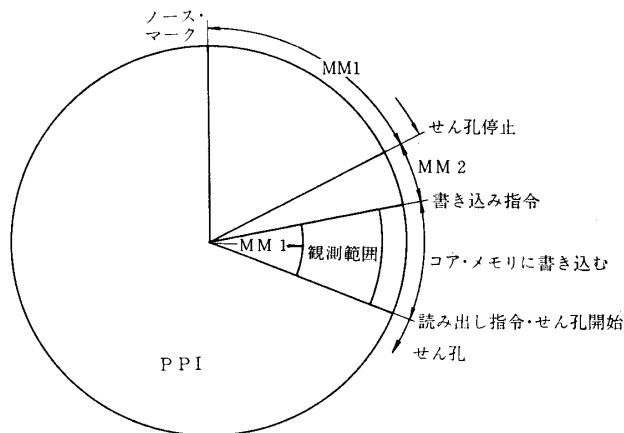
2.1.2 に述べた方法にしたがって、レーダ・ビデオ信号を各距離ゲートに分配し、ホールドし、第1閾値によって2値化されたパルスに直す。このパルスをカウンタによって計数してデジタル積分を行なう。第2閾値は16であるので、カウンタを4ビットとして最高ビットの出力とする。この出力をバッファに貯える。

e. コアメモリ入出力（書き込み、読み出し）制御部

これはバッファに貯えられた情報を第13図のようにコアメモリに格納できるように、またb.のゲート制御部の命令にしたがってコアメモリに命令を出す。また書き込み、読み



第 16 図 本 RVD のタイム・チャート



第 17 図 RVD の動作

出しの番地も制御する。

f. せん孔機入力部

これは第 14 図のようにせん孔紙テープにせん孔するための制御を行ない、せん孔紙テープにパリティチェックのためのせん孔をする。

(2) タイムチャートの作成

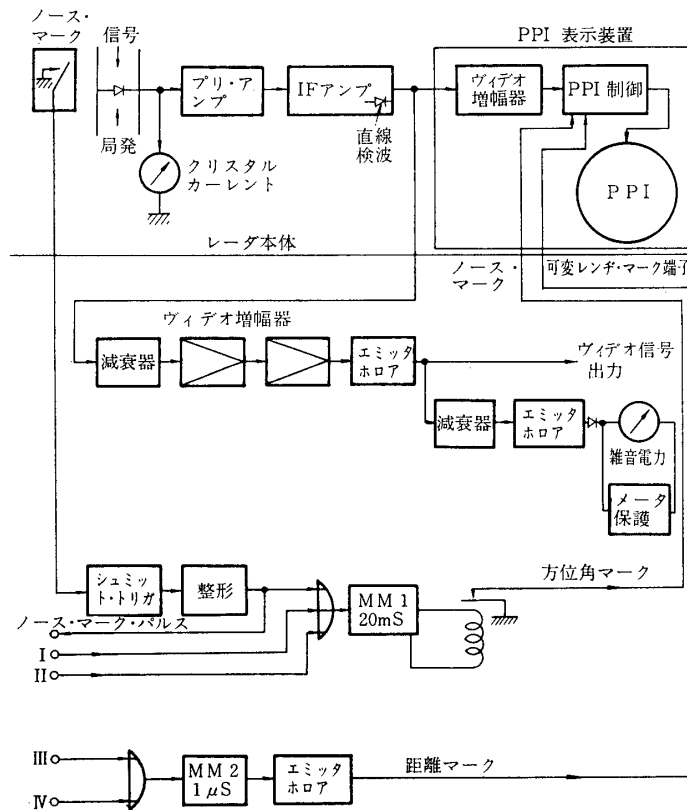
まず全体の大まかなタイムチャートを作る。それを第 16 図に示す。(時間軸の目盛は各軸で異なって書いてある。) 対応した PPI 上での動作を第 17 図に示す。第 16 図において、(a) のノース・マークはレーダ・アンテナ基部にあるスイッチにより発生されるもので本レーダの回転速度は 12 r. p. m. であるから 5 秒ごとに現われる。そこでこのパルスに完全に同期した方位角クロック (b) を作る。このクロックはスタートの時間が完全に同期しているという意味で、簡単化のため 5 秒間は自由発振を行なう発振器による。(c) は観測範囲の方位角を決めるためのもので単安定マルチ MM1 の時間+MM2 の時間だけ (e) のように観測範囲の大きさを決定するカウンタ 1 に入る方位角クロックを阻止している。(f) はコアメモリの書き込み、読み出しの命令信号である。(g) は観測範囲のスタート方位角を記憶するためのものでノース・マークから方位角クロックパルスをカウントし、(c)+(d) の時間だけカウントして停止する。

(h) はレーダのシステムトリガで (a) のノース・マークと同期しているわけではないので、ここでは観測範囲の方位角が決まったときから第 1 番目のシステムトリガの列より 15 個の方位角の量子化区間の間のシステムトリガを取り出す。このパルスは従って $40 \times 15 = 600$ 本である。(i) の距離クロックは距離ゲートの時間幅を決めるためのもので、システムトリガに同期したものである。(j) の MM4 は (c) の MM1 と同様のもので、距離方向の観測範囲を作ることを目的としたものである。(k) のカウンタ 2 は距離ゲート開閉のパルスを作ると共に、観測範囲の距離方向の大きさを決めるカウンタである。(l) の距離カウンタは観測範囲のスタート距離を決めるためのもので、観測範囲の中の第 1 番目のシステムトリガだけで動作し、その値をホールドする。(m) は距離ゲートの開閉状態を示すためのもので全部で 15 個ある。

(n) のコアメモリ入力制御パルスは (f) の書き込み命令が出てから読み出し命令が出るまでの各システムトリガごとに動作し、第 13 図のように、情報をコアメモリに格納するためのものである。(o) のコアメモリ出力のアクセスパルスは第 14 図のようにせん孔紙テープにせん孔するためのもので (f) の読み出し指令でスタートし、200 mS おきのパルスが 1 組である。このアクセスは書き込み指令で停止するが、1 組のパルスがうまく停止するように (d) の MM2 が設けてある。(p) のせん孔パルスは (o) に付随して発生し、せん孔機の最高せん孔速度である 100 mS (10 Hz) 周期のパルスである。

(3) 各部の構成

本 RVD で使用するパルスは正パルスで、0V が“0”に対応し、+6V が“1”に対応する。ただし、集積回路用には 0~1.8V および 0~3.6V のパルスが使われる。このときは +6V からのレベル変換が必要である。以下に述べる論理式で + は論理和、 \cdot は論理積を表わし、 $\bar{}$ の無いものは 1、有るものは 0 に対応する。



第 18 図 レーダ本体との接続部

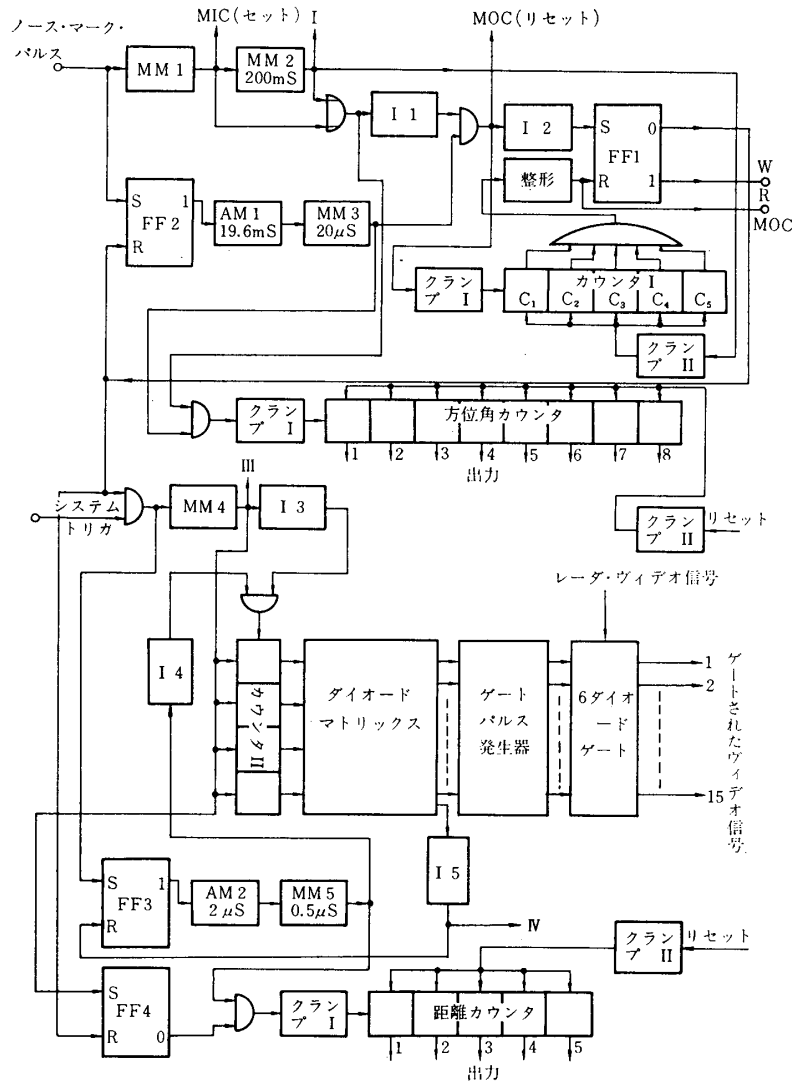
a. レーダ本体との接続部

構成は第 18 図のようになっている。レーダ・ビデオ信号は検波器のすぐ後からとるためレベルは非常に小さい。そこでビデオ増幅器により適当なレベルまで増幅する。ここは位相を反転させないようにエミッタ接地の 2 段増幅とし、かつ十分な帯域幅が取れるようにする必要がある。なお、レーダ本体で直流分は切っているため、この増幅器には直流再生をつける。また出力には距離ゲートが多く接続されるため、出力インピーダンスを低くする。

ビデオ信号が距離ゲートに入る前に雑音電力を測定する。これは 2.1.2 (3) c. で計算したように雑音による誤警報確率を一定に押えるよう、雑音電力を監視するためである。この雑音電力は、中間周波増幅器の状態とマイクロ波ミキサの水晶電流によって大きく変化する。雑音電力の測定はダイオードの 2 乗特性を用いて、高感度直流電流計を振らせる。値は RMS 電圧計で校正する。

ノース・マークはアンテナ基部の機械的スイッチ (動作時オン) によっているので立上りの鋭いパルスが得られず、動作が不確実となるのでシュミット・トリガを使ってノース・マーク・パルスを作る。ところが PPI 装置では機械的スイッチに適合した回路となっているため、PPI への表示にはリレーと単安定マルチ (20 mS) によっている。第 18 図中の I, II は観測範囲の始めの方位角と終りの方位角を表示するためのもので、ゲート制御部からのパルスが入り、やはりリレーを動作させている。

レーダのシステムトリガは電圧レベルが高い (20 V) が差つかえないのでそのまま使い、



第 19 図 ゲート制御部および方位角・距離カウンタ部

観測範囲の表示用（距離方向）には単安定マルチ MM2 でパルス幅 $1\mu S$ のパルスを作って PPI の可変マーカ端子へ入力する。

ゆえに PPI 表示用のパルスは

$$\text{方位角表示パルス} = \text{ノース・マーク} + \text{I} + \text{II} \quad (26)$$

(I, II は観測範囲の始, 終の方位角パルス)

$$\text{距離表示パルス} = \text{III} + \text{IV} \quad (27)$$

(III, IV は観測範囲の始, 終の距離パルス)

となる。

b. ゲート制御部および方位角, 距離カウンタ部

ゲート制御部では距離ゲートを必要な時間だけ開くのが目的であるから方位角方向に対しての制御と距離方向に対しての制御とが必要である。構成を第 19 図に示す。

方位角方向の構成は第 19 図の上半分で、MM1 はパルスの時間幅が 200 mS~5 sec まで可変の単安定マルチで、これにより観測範囲の方位角方向の位置を動かす。MM2 は (2) で説明したようにコアメモリ出力制御部に関係する命令を出す単安定マルチである。

方位角クロックは FF2—AM1—MM3 で構成されていて、ノース・マーク・パルスによって双安定マルチ FF2 の状態が反転すると非安定マルチ AM1 がパルス周期 19.6 mS のパルスを発振し始める。この波形を MM3 で整形してパルス幅 20 μ S の方位角クロックパルスを作る。

ゆえに

$$\text{方位角クロックパルス} = (\text{ノース・マーク}) \cdot (\text{AM1}) \cdot (\text{FF2 リセットパルス}) \quad (26)$$

方位角カウンタは次のような方位角クロックを計数する。

$$\text{方位角カウンタ入力} = (\text{方位角クロックパルス}) \cdot (\text{MM1} + \text{MM2}) \quad (27)$$

また観測範囲の大きさを決定するカウンタ I は次のパルスを計数する。

$$\text{カウンタ I 入力} = (\text{方位角クロックパルス}) \cdot (\text{MM1} + \text{MM2}) \quad (28)$$

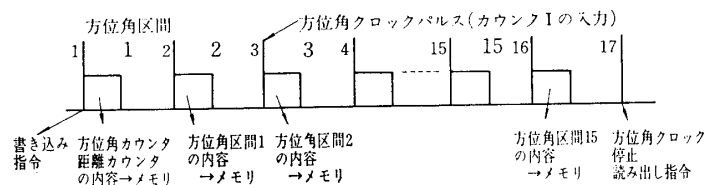
第 (28) 式のパルスを 17 個計数し、以後の方位角クロックパルスは不要であるから、17 個計数したら、FF2 をリセットしてクロックを停止させる。したがって

$$\text{FF2 リセットパルス} = \overline{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_5} \quad (29)$$

($C_1 \sim C_5$ はカウンタ I の各段の状態)

ここで 17 個計数する理由は第 20 図のようなタイムチャートによりコアメモリへ情報を入力するためである。

方位角カウンタのリセットはコアメモリ入力制御部の指令により行ない、カウンタ I のリセットは MM2 の出力パルスによる。



第 20 図 コア・メモリ書き込みのタイム・チャート

距離方向の制御は第 19 図の下半分のような構成による。MM4 は観測範囲の距離方向の位置を決定するためのパルス時間幅可変 (1~30 μ S) の単安定マルチで、これは次のパルスにより動作する。

$$\text{MM4 入力パルス} = (\text{システム・トリガ}) \cdot (\text{FF1}) \quad (30)$$

距離クロックパルスは FF3—AM2—MM5 によるもので、パルス幅 0.5 μ S, 繰り返し周期 2 μ S であり、

$$\text{距離クロックパルス} = (\text{MM4 入力パルス}) \cdot (\text{AM2}) \cdot (\text{FF3 リセットパルス}) \quad (31)$$

また距離カウンタは次のパルスを計数する。これは第 1 番目のシステムトリガについてののみカウントする。

$$\text{距離カウンタ入力} = (\text{距離クロックパルス}) \cdot (\text{FF 4}) \tag{32}$$

$$(\text{FF 4}) = (\text{FF 1}) \cdot (\text{MM 4}) \tag{33}$$

これを図示すれば第 21 図のようになる。

距離方向の観測範囲の大きさはカウンタ II により決定される。

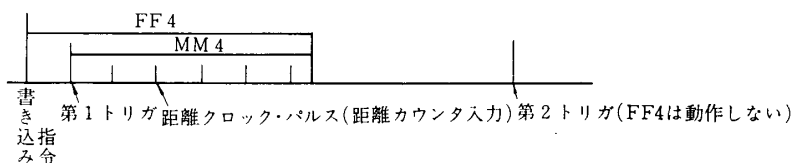
$$\text{カウンタ II 入力パルス} = (\text{MM 4}) \cdot (\text{距離クロックパルス}) \tag{34}$$

インバータ 4 はカウンタ II が距離クロックパルスの前縁で動作するようにするためである。カウンタ II で 16 個パルスを計数したら距離クロックを停止させる。

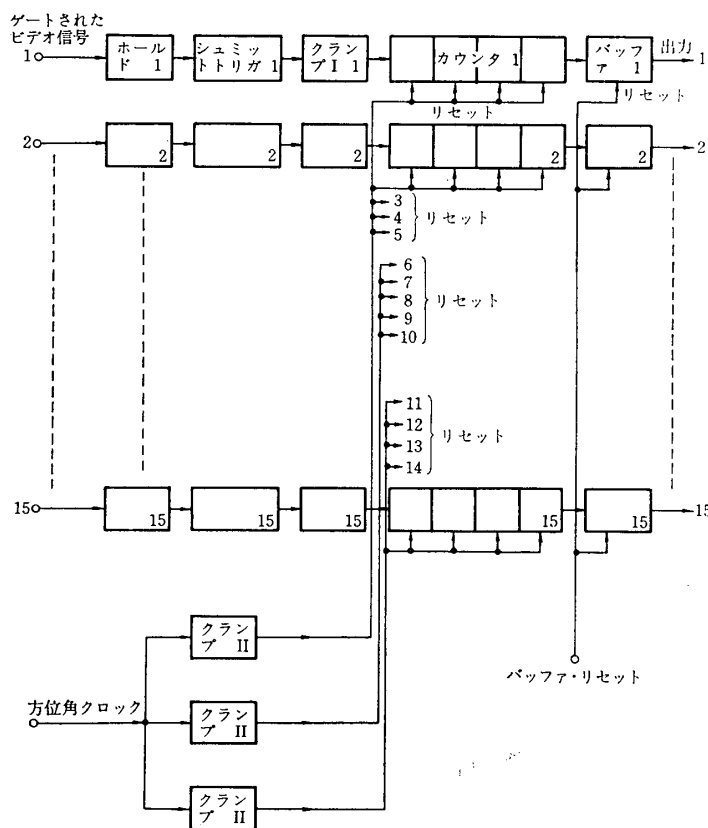
$$\text{FF 3 リセットパルス} = \overline{C_6 \cdot C_7 \cdot C_8 \cdot C_9} \tag{35}$$

($C_6 \sim C_9$ はカウンタ II の各段の状態)

このカウンタ II は同時にダイオード・マトリックスを駆動して、ゲートパルス (15 個) を作る。このゲートパルスは 15 個の距離ゲートを開閉する。



第 21 図 距離カウンタ入力パルスの制御



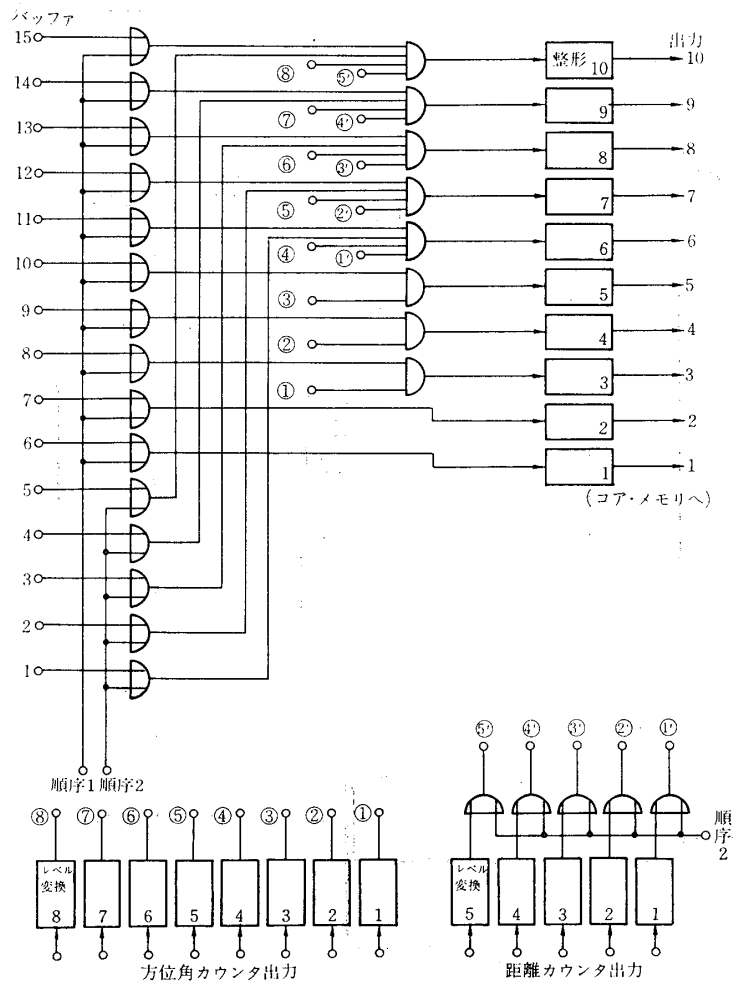
第 22 図 信号検出部

距離カウンタのリセットはコアメモリ入力制御部の指令により行ない、カウンタⅡのリセットは MM4 により行なう。この部分で方位角カウンタ、距離カウンタおよびカウンタⅠには集積回路を用いるのでカウンタ入力パルスには $6V \rightarrow 1.8V$ のレベル変換器（クランプⅠ）を、リセット用には $6V \rightarrow 3.6V$ のレベル変換器（クランプⅡ）を使う必要がある。

また距離ゲートはゲート時間幅が $2\mu S$ と狭いため、ダイオードマトリックスの立上り、立下り時間およびカウンタⅡの各双安定マルチの立上り、立下り時間の一致を十分にしないと希望しない時間にゲートパルスが発生する可能性がある。ここではインバータを適当に使ってトランジスタの立上り、立下り特性で遅延をとり、一致させるように工夫した。

c. 信号検出部

距離ゲートによって取り出されたビデオ信号から信号を検出する構成を第 22 図に示す。つまり各ビデオ信号をホールドし、第 1 閾値としてシュミットトリガを用いて、閾値を越えたビデオ信号に対して 1 のパルスに直す。このパルスをデジタル積分のため、4 ビットのカウンタで計数する。第 2 閾値は 16 であるから、このカウンタの出力があればターゲット有りと判定される。カウンタの出力はメモリ入力バッファに一たん貯えられる。バッフ



ァのリセットはメモリ入力制御部の指令による。またカウンタのリセットは方位角クロックパルスによる。方位角クロックパルスのパルス幅は $20\mu\text{S}$ であるが、システムトリガと同期していないために方位角の量子化区間の端で1トリガ分の誤差が生ずることもあるが、1量子化区間には40トリガも存在するので無視することにする。またカウンタに使用する双安定マルチ60個には集積回路を使用したためクランプⅠ、クランプⅡが使われる。

d. コアメモリ入出力制御部

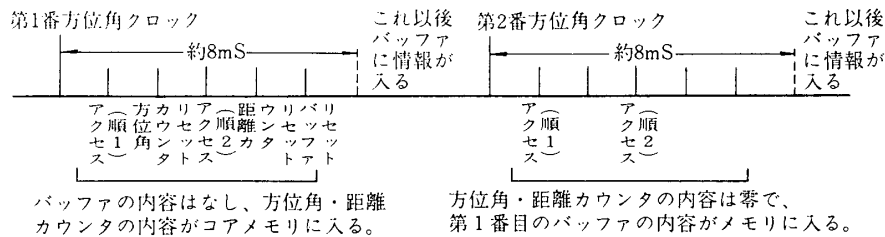
(i) 入力順序

この部分の構成は第23図のようにになっている、方位角および距離カウンタの出力は約2Vであるのでレベル変換器 ($2\text{V} \rightarrow 6\text{V}$) を使っている。アンド回路、オア回路の最後は波形の整形 ($0 \sim 6\text{V}$) 用である。ここで、出力10番に着目すると、

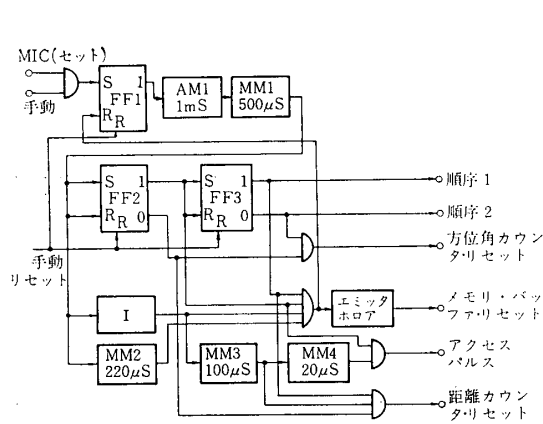
$$\text{出力10番} = \{(\text{情報バッファ15番}) + (\text{順序1})\} \cdot \{(\text{情報バッファ5番}) + (\text{順序2})\} \\ \cdot \{\text{方位角カウンタ最高ビット}\} \cdot \{(\text{距離カウンタ最高ビット}) + (\text{順序2})\} \quad (36)$$

(ただし、順序1 = 順序2)

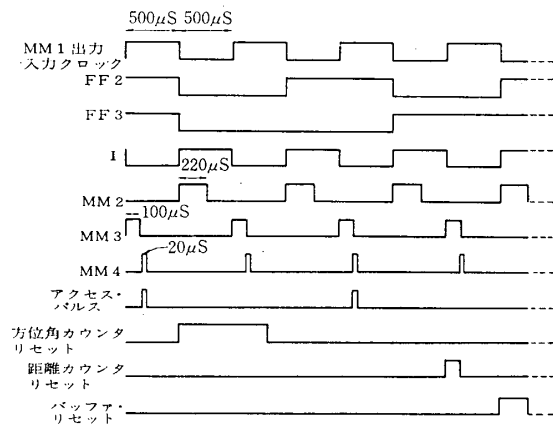
となる。ここで、この部分のタイムチャートを書くに第24図のようになる。第24図で第1番目では方位角、距離両カウンタの内容はあるがバッファ(情報)の内容は無い(初期値 = 0とする)。するとこの状態で順序1 = 1としてアクセスするとコアメモリに方位角カウンタの内容が入る。次に順序2 = 1としてアクセスするとき、方位角カウンタの内容を0としておけば距離カウンタの内容がコアメモリに入る。そして距離カウンタをリセットする。第2番目ではレーダシステムトリガの周期を約0.5mSとすれば第22図のカウンタの出力



第24図 コア・メモリ入力制御の詳説図



第25図 コア・メモリ入力制御



第26図 コア・メモリ入力制御タイムチャート

があるのは最も速くて 8mS 後である. そこでこの時間を利用して第 1 番目で入力された情報バッファの内容をコアメモリに入れる. 方位角カウンタ, 距離カウンタ共にリセットしてあるから順序 1 = 1 としてアクセスするとコアメモリには 15 番~6 番の情報バッファの内容が入り, 順序 2 = 1 としてアクセスすると 5 番~1 番の情報バッファの内容が入る. そして情報バッファをリセットする.

(ii) コアメモリ入力制御

構成を第 25 図に示す. またタイムチャートを第 26 図に示す. 論理式は次のようになる.

$$\begin{aligned} \text{入力制御クロックパルス} = & (\text{MIC}) \cdot (\text{手動}) \cdot (\text{AM}) \cdot (\overline{\text{FF 1 リセット}}) \\ & \cdot (\overline{\text{FF 1 手動リセット}}) \end{aligned} \quad (37)$$

ただし MIC = カウンタ入力 (第 (28) 式)

$$\text{アクセスパルス} = (\text{入力制御クロックパルスの遅延したもの}) \cdot (\text{FF 2}) \quad (38)$$

$$\text{順序 1} = \overline{\text{FF 3}} = \overline{\text{順序 2}} \quad (39)$$

$$\text{方位角カウンタリセット} = (\overline{\text{FF 2}}) \cdot (\overline{\text{FF 3}}) \quad (40)$$

$$\text{距離カウンタリセット} = (\overline{\text{FF 2}}) \cdot (\text{FF 3}) \cdot (\text{入力制御クロックパルスの遅延}) \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \text{情報バッファリセット} = & (\text{FF 2}) \cdot (\text{FF 3}) \cdot (\overline{\text{入力制御クロックパルス}}) \\ & \cdot (\text{入力制御クロックパルスの遅延}) = \text{FF 1 リセット} \end{aligned} \quad (42)$$

MM 4 (20 μS) は単に遅延を作るためのもので書き込みから読み出しに切り変わったときに余分なアクセスパルスがコアメモリに入らないようにするためである.

(iii) コアメモリ出力制御部

構成およびタイムチャートを第 27 図, 第 28 図に示す. 論理式は

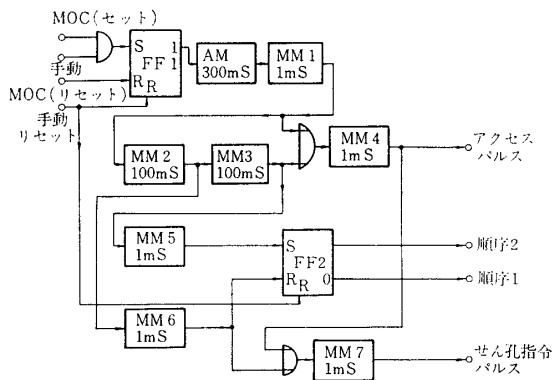
$$\begin{aligned} \text{出力制御クロックパルス} = & (\text{MOC}) \cdot (\text{手動}) \cdot (\text{AM}) \cdot (\overline{\text{FF 1 リセット}}) \\ & \cdot (\overline{\text{FF 1 手動リセット}}) \end{aligned} \quad (43)$$

ただし MOC = C₁ · C₂ · C₃ · C₄ · C₅ (第 (29) 式)

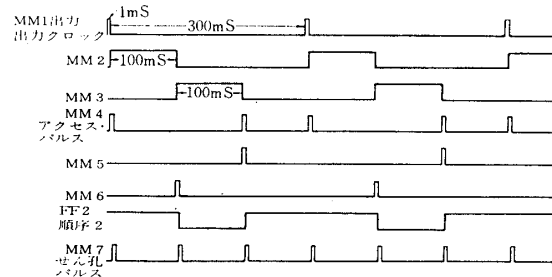
$$\begin{aligned} \text{アクセスパルス} = & (\text{出力制御クロックパルス}) \\ & + (\text{出力制御クロックパルスの } 200 \text{ mS 遅延}) \end{aligned} \quad (44)$$

$$\text{順序 1} = \overline{\text{FF 2}} = \overline{\text{順序 2}} \quad (45)$$

$$\text{せん孔パルス} = (\text{アクセスパルス}) + (\text{出力制御クロックパルスの } 100 \text{ mS 遅延}) \quad (46)$$



第 27 図 コア・メモリ出力制御



第 28 図 コア・メモリ出力制御タイムチャート

$$FF\ 1\ リセット = \overline{MM\ 1} \quad (第\ 19\ 図) \tag{47}$$

となる.

(iv) コアメモリ入出力番地カウンタおよび書き込み読み出し制御

構成は第 29 図のようになっている. ここでは (ii), (iii) で作ったアクセスパルスを書き込み, 読み出しでそれぞれ対応した番地制御カウンタに入力するようにしている. また MM 1 (240 μ S) でアクセスパルスに遅延を与えてから MM 2 (5 μ S) で番地カウンタの入力パルスを作る. 一方アクセスパルスはコアメモリの要求する波形に MM 3 (0.5 μ S) で整形される. 論理式は

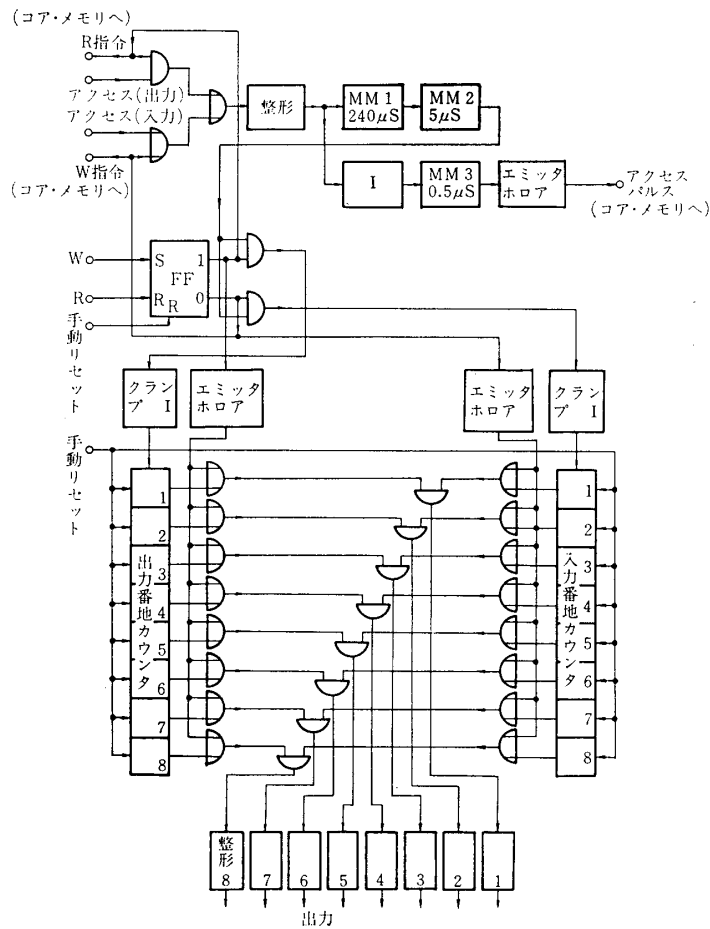
$$\begin{aligned} \text{アクセスパルス (コアメモリ用)} = & [\{ \text{アクセスパルス (読み出し用)} \} \cdot (FF)] \\ & + [\{ \text{アクセスパルス (書き込み用)} \} \cdot (\overline{FF})] \end{aligned} \tag{48}$$

$$\text{読み出し} = FF = \overline{\text{書き込み}} \tag{49}$$

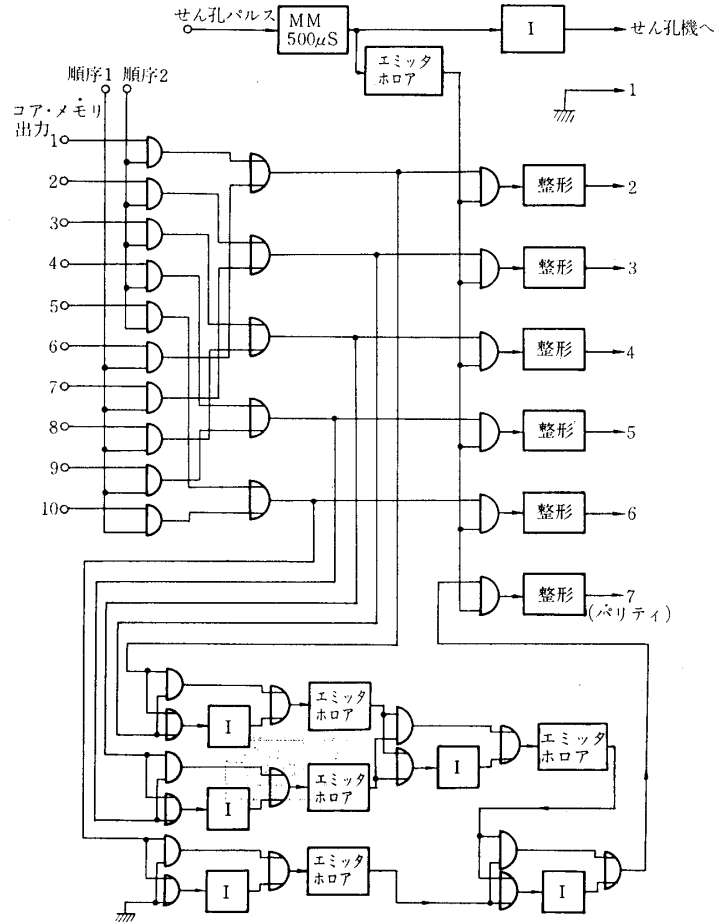
$$\text{入力番地カウンタ入力} = (\text{アクセスパルス}) \cdot \overline{FF} \tag{50}$$

$$\text{出力番地カウンタ入力} = (\text{アクセスパルス}) \cdot FF \tag{51}$$

$$\begin{aligned} \text{番地出力 (8 番)} = & \{ (\text{入力番地カウンタの最高ビット}) + \overline{FF} \} \\ & \cdot \{ (\text{出力番地カウンタの最高ビット}) + FF \} \end{aligned} \tag{52}$$



第 29 図 コア・メモリ入出力番地カウンタおよび書き込み・読み出し制御



第 30 図 セン孔機入力部

となる。これらのカウンタには集積回路を使用する。またリセットは手で観測開始時に行なう。

e. セン孔機入力部

ここではコアメモリ中の情報 10 ビットを 5 ビットずつセン孔するための順序回路とパリティ・チェックの回路がある。構成を第 30 図に示す。

$$\begin{aligned} \text{セン孔機への出力 (6 番目)} = & \overline{\{(\text{コアメモリ 10 番目}) \cdot \text{順序 1}\}} \\ & + \{(\text{コアメモリ 5 番目}) \cdot \text{順序 2}\} \cdot \{\text{セン孔パルス}\} \end{aligned} \quad (53)$$

またパリティチェックは排他的論理和を用いるが、奇数パリティであるので

$$\overline{a \oplus b} = \overline{a \cdot \bar{b} + \bar{a} \cdot b} = \overline{a \cdot b + (\bar{a} + \bar{b})} \quad (54)$$

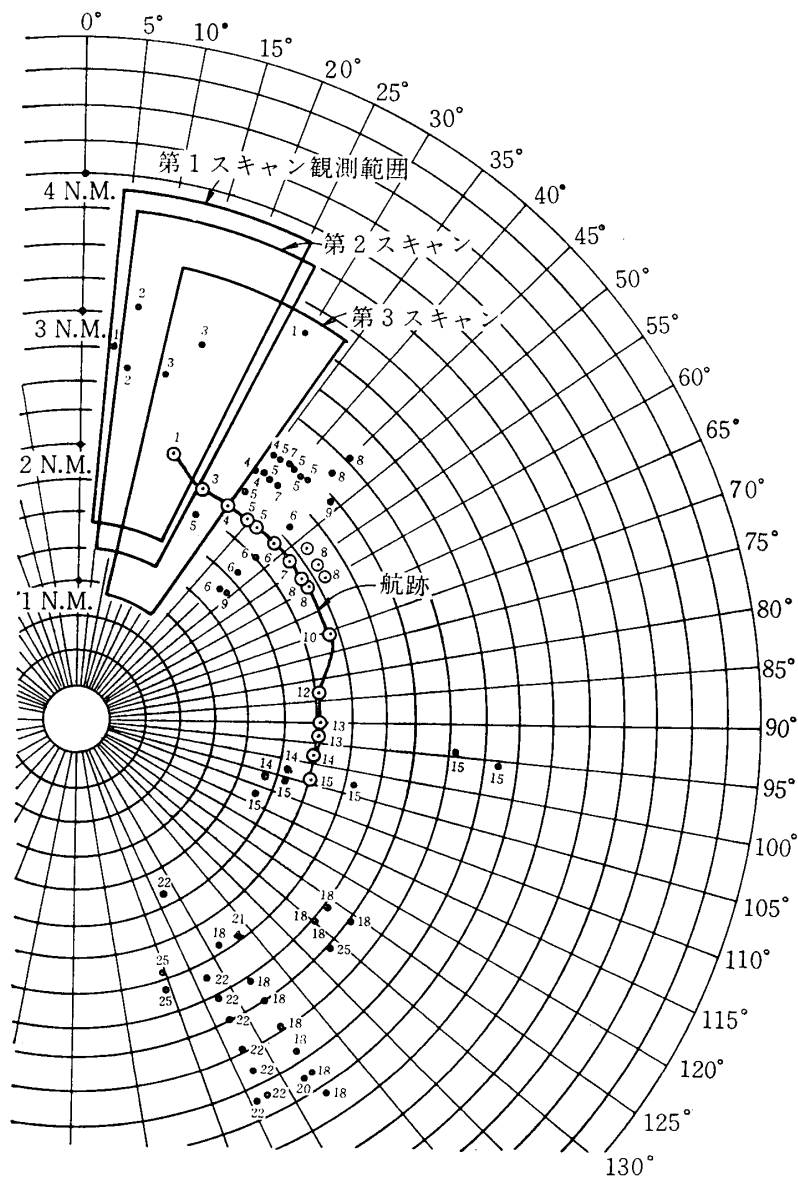
となる。この場合は 6 ビットの奇数パリティであるから排他的論理和の回路 5 個で実現している。

3. データの取集

データを取集するためには RVD のコアメモリ入出力制御部の手動 (第 (37), (43) 式)

をオフにし、コアメモリ入力および出力の番地カウンタをリセット、第 25, 27, 29 図の手動リセットをし、またコアメモリ本体のリセットをしてレーダの PPI を監視する、もし航空機のエコーが見つかったら観測範囲を素速く動かし、ほぼ観測範囲の中央に航空機のエコーが入るようにした後、コアメモリ入出力制御部の手動をオンにすれば次のスキャンからデータが得られる。そして航空機の動きにつれて観測範囲を手動させる。航空機の動きに比較して観測範囲は大きいので、一度航空機を捕捉できればデータ取得は容易である。

しかし、データ取得に対しての困難は、航空機の飛行する時間は未知であるので常にレーダを監視しなければならないことと、これに関連して常に機器（レーダ、RVD、コアメモリ、せん孔機）が正常に動作している必要があり、さらによりデータを得るためには多くのスキ



第 31 図 観測範囲の動かし方の例 (データ 1)

キャンに渡って航空機の反射像が PPI 上に見える必要があり、かなり偶然性が付加されることにある。

本 RVD では観測中は観測範囲以外の時間はデータをせん孔しているわけであるが、1 スキャンにせん孔されて取り出される情報量は入力の情報量より少し少ないことを前提としているので、次のスキャンまでに観測範囲をあまり大きく動かすと出力の番地が先行したり、あるいは逆に出力の情報量が少な過ぎてわずかなスキャンでコアメモリがオーバーフローしてしまう可能性がある。しかし普通は航空機の色度を考えると次のスキャンまでに動かす観測範囲の方位角はわずかであり、このことは問題にならない。

また、本 RVD の欠点として、ノース・マークを通過して飛行する航空機については、観測範囲を追従させることができない。しかし本レーダの場合建物のため両側が約 40 度観測不可能であったので、ノース・マークを 180 度回転してこの問題を避けた。

このようにして得られるデータについて、観測範囲の動かし方の例を第 31 図に示す。

4. 計算機を用いたデータ処理

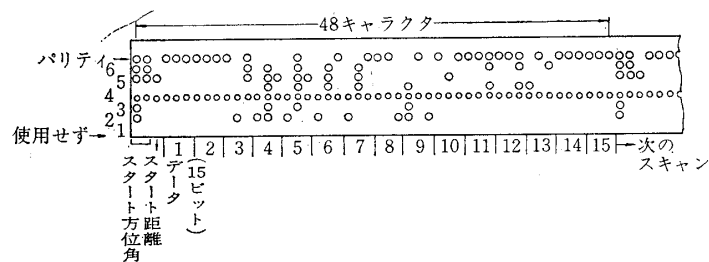
4.1 ターゲットの抽出

本 RVD のせん孔紙テープ (以下データテープと呼ぶ) の処理に使用する計算機は日立の HIPAC 103 であるので以下この計算機に即して述べる。

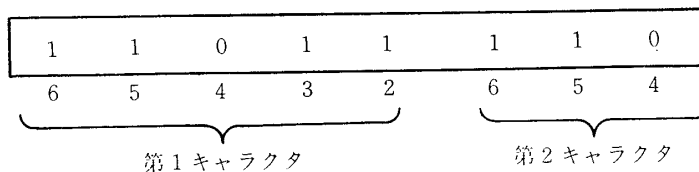
データテープにおいてデータはビット単位で打ち出されているために、これで使用する言語は HARP と HISIP をつないで使うことができる HISIP 103 H システムを使用する。HIPAC 103 では 1 語は 48 ビットで構成されている。

ここでもう一度データテープをみると第 32 図のようになっている。

スタートの方位角を読むためには第 1, 2 キャラクタを第 33 図のように連結すればよい。データテープの方位角はノースマークから 180 度回転したものであるので 180 度逆に回転して正常の方位角に戻す。この操作は第 8 ビットに 1 をけた上りなしの加算を行なえばよい。このようにして求められた 8 ビットの方位角を 10 進として読むと量子化された方位角とな



第 32 図 データ・テープの例



第 33 図 スタート方位角の解読

る。ただしこの場合方位角カウンタはノース・マークよりスタートする方位角クロックの最初のパルスから計数しているので第 1 の区間を方位角 0 に対応させるとスタート方位角から 1 を差し引いたものがこのときの方位角である。これを IAZ とする。実際の方位角を量子化の格子の中心の値で表わすことにするとその値 AZ は

$$AZ = (IAZ + 0.5) \times 360 / 256 \text{ (度)} \quad (55)$$

として求められる。

スタート距離は第 32 図の第 3 キャラクタを読みばよくこのときも距離カウンタは最初のクロックパルスから計数しているので方位角と同様の操作を施し、これを IR とすると、実際の距離 R は

$$R = (IR + 0.5) / 6 \text{ (N. M.)} \quad (56)$$

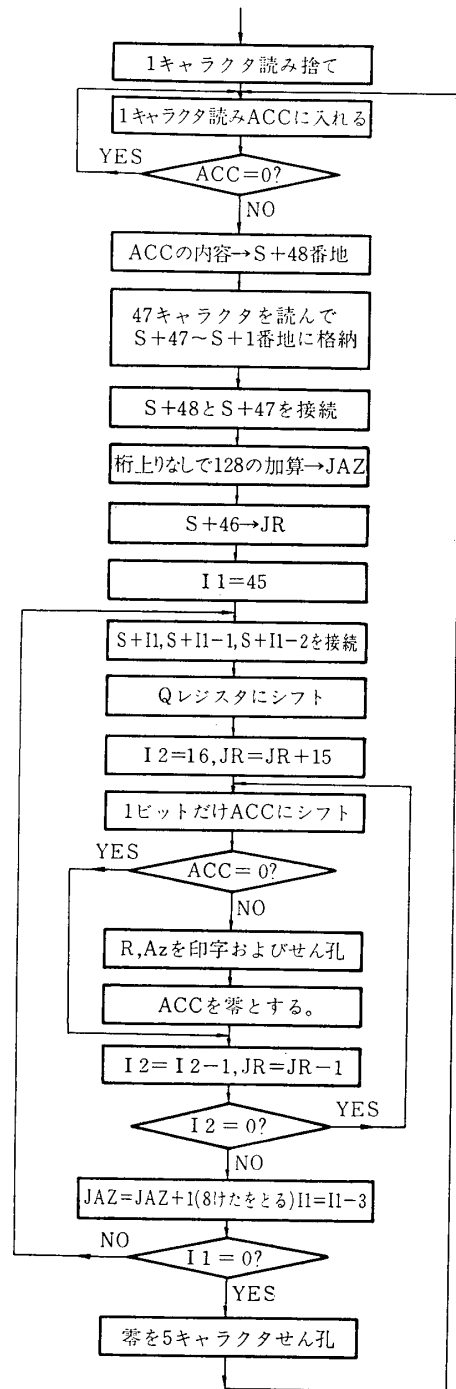
となる。

次にターゲットの位置を求めるには第 4～6 キャラクタを一つに連結し、計算機のアキュムレータ (ACC) に入れる。このデータの方位角はスタートの方位角で、距離を出すには ACC にあるデータ 15 ビットを一旦 Q レジスタ (QR) に移動させ ACC を +0 にした後 QR から 1 ビット ACC に移動させ、ACC の内容が 1 であればターゲットが存在するわけであるから、このときの距離は {スタート距離 + 14} である。この操作が済んだら ACC を +0 にし QR から次の 1 ビットを ACC に移動させる。このような操作を 15 回繰り返すと第 1 番目の方位角区間のデータのターゲットの位置が求められる。さらに以上の操作を第 15 番目の方位角区間まで (データテープの第 48 キャラクタまで) 15 回繰り返すと 1 スキャン分のデータのターゲットの位置が算定できたことになる。以上をフローチャートに書くと第 34 図のようになる。方位角は Mod 256 であるのでスタート方位角に 1 を加えていくとき方位角が 256 を越えたら 256 を引いておく。

4.2 スキャンとスキャンによる MTI

(scan-to-scan MTI)

4.1 のようにしてターゲットの位置が求められる



このフロー・チャートの終りはテープを読んだときに、そのキャラクタの第 1 桁が 1 かどうか検討して、1 ならば演算を停止する。(あらかじめ、データ・テープの使用していない第 1 けたに 1 を入れておく)

第 34 図 ターゲットの抽出フロー・チャート

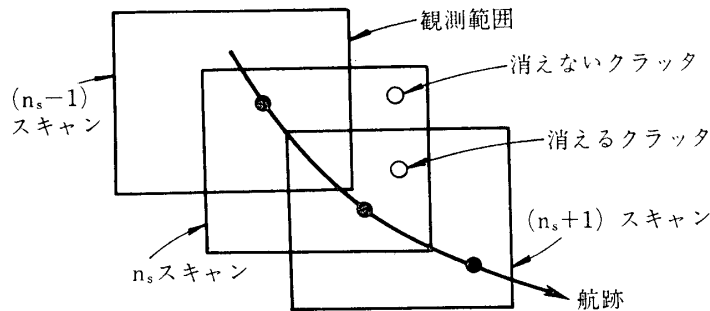
がグラウンドクラッタの多いときには航空機に関するターゲットを抽出するのは容易でない。

そこで、ここでは固定ターゲットを少しでも消去する意味でスキャンとスキャンによる MTI (scan-to-scan MTI) を考える。これは移動ターゲットは次のスキャンでの位置が変化するが、固定ターゲットでは次のスキャンでやはり同じ位置にあると想像されることによるものである。この操作は、今処理しようとするデータのスキャンを n_s とするとき、このデータを DATA (n_s) と表わすと、

- (1) DATA (n_s) から DATA (n_s-1) を引く
- (2) DATA (n_s) から DATA (n_s+1) を引く
- (3) DATA (n_s) からグラウンドクラッタパターンを引く

(1) の操作で DATA (n_s-1) の替りにグラウンドクラッタの変動を考慮して $\sum_{i=1}^{n_s-1} \text{DATA} (n_s-i)$

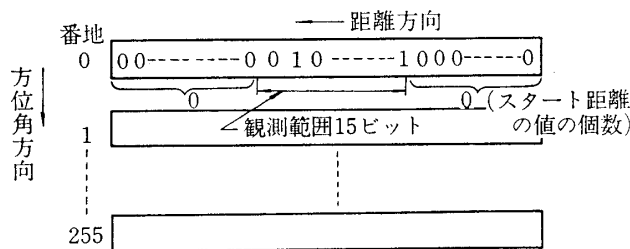
を考えることもできるが、こうすると旋回飛行で同じ航空路を戻るときにターゲットの消滅が起る可能性がある。また (2) で (n_s+1) のデータを引くのは航空機がクラッタのない領域からクラッタのある領域に入ったとき (1) の操作だけではクラッタを消去できない可能性があるからである。(3) の操作は (1), (2) の操作によって消去できないクラッタ (たとえば第 35 図) を消去するためである。



第 35 図 (1) (2) の操作だけでは消えないクラッタの例

この MTI は普通の MTI (hit-to-hit) と違ってクラッタに重なったターゲットは消滅することになるが、クラッタがまばらに存在するとき移動ターゲットを探すような場合や、計算機でデータ処理するような場合には有効な方法であると思われる。

この MTI の操作方法は第 36 図のように DATA (n_s-1) および DATA (n_s+1) を方位角を格納番地に対応させ、第 i 番目の量子化距離区間は格納番地内容の第 i けたに対応させ



第 36 図 データ・パターンの格納

DATA(n_s)	0 0-----0 1 0 1 1 0 1 1-----	IAZ方位角
DATA(n_s-1)	0 0-----0 0 1 0 1 1 0 1-----	IAZ番地の内容
論 理 積	0 0-----0 0 0 0 1 0 0 1-----	
DATA(n_s)	0 0-----0 1 0 1 1 0 1 1-----	
各けたごとの加算	0 0-----0 1 0 1 0 0 1 0-----	MTIをかけたパターン

第 37 図 MTI の演算

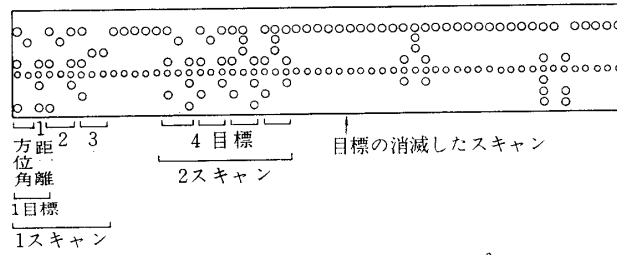
て格納しておく。こうすると最大 8 N. M. までのデータが一つの番地に格納できる。次に MTI の操作 (1) を例として考えると第 37 図において DATA (n_s-1) の方位角に対応した DATA (n_s-1) の番地内容と DATA (n_s) とで論理積を作り、これと DATA (n_s) とでさらに各けたごとにけた上り無しの加算を行なうと同じけたに 1 のあるものは消える。始めに論理積をとったのは DATA (n_s) に無くて DATA (n_s-1) にあるものが加算の操作によって出てくるのを防ぐためである。

クラッタパターンを作るには航空機の飛行していないときに PPI 全面のデータを取り、たとえば方位角 IAZ のパターンを作ることを考えると IAZ 番地の内容と IAZ のデータとの論理積を取り、これを (a) とする。またけた上り無しの加算を行ない (b) とする。このとき (a) と (b) のけたごとの加算をすれば方位角 IAZ のクラッタパターンができあがる。しかし、クラッタパターンは時間により変化するので、この MTI 操作では (3) の操作だけでなく、なるべく観測時に近いクラッタを扱うために n_s スキャン前後のクラッタを引くわけである。

このように MTI を掛けたときのクラッタの消去の様様を第 31 図の例について第 2 表に示す。

第 2 表 MTI の効果

スキャン	ターゲット数		スキャン	ターゲット数	
	MTI 無し	MTI 有り		MTI 無し	MTI 有り
1	2	1	14	5	2
2	2	0	15	13	5
3	6	4	16	9	0
4	5	2	17	11	0
5	13	2	18	23	10
6	18	6	19	14	0
7	14	3	20	22	1
8	12	4	21	35	1
9	2	0	22	44	8
10	2	1	23	29	0
11	0	0	24	31	0
12	1	1	25	32	4
13	2	2	26	36	0



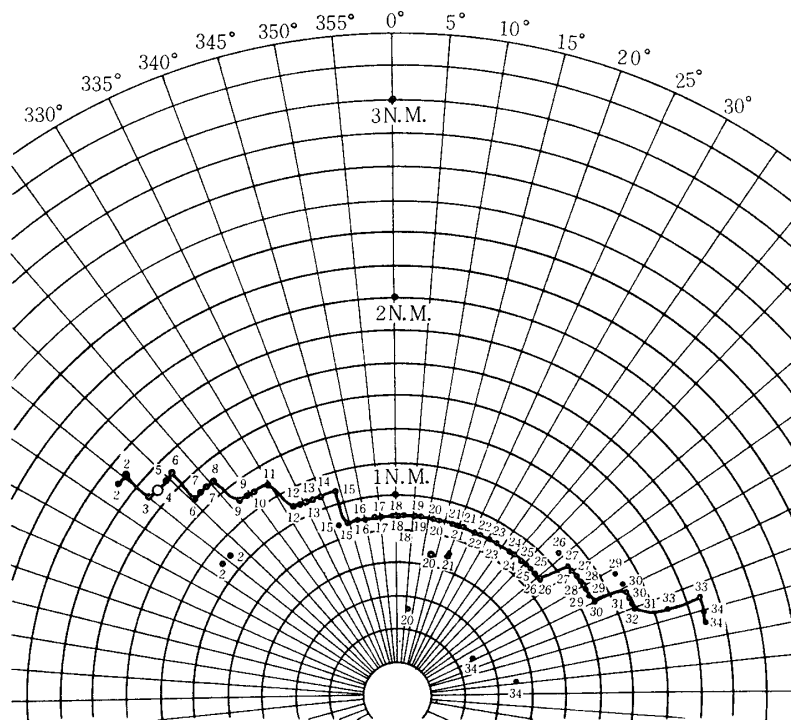
第 38 図 処理データ・テープ

以上の処理によってデータを第 38 図のように紙テープに打ち出し，処理データ・テープと呼び，最終的なデータとする。

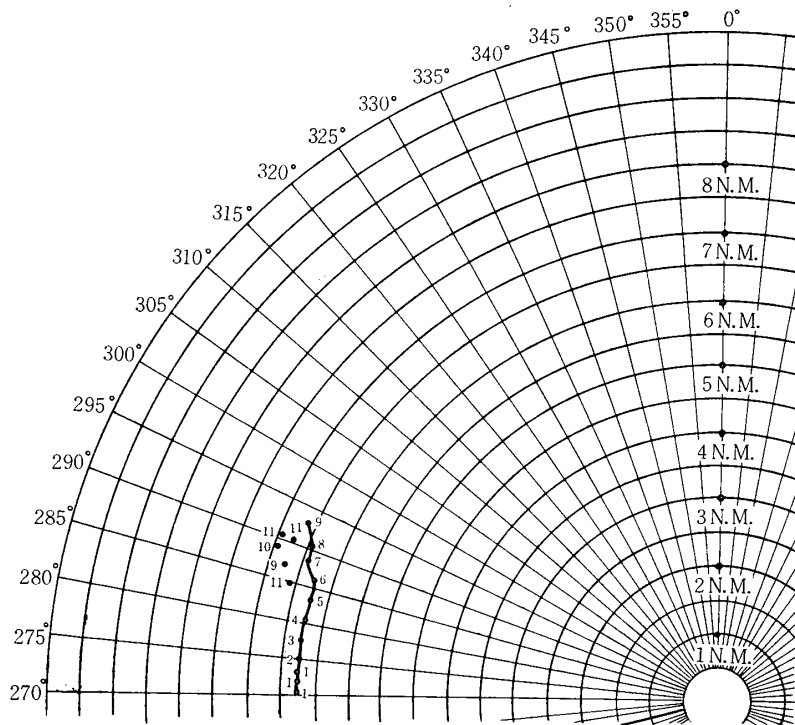
5. 結 果

以上述べた方法により収集および処理をしたデータの中で比較的スキャン数の多いものを選び出して第 39~48 図に示す。

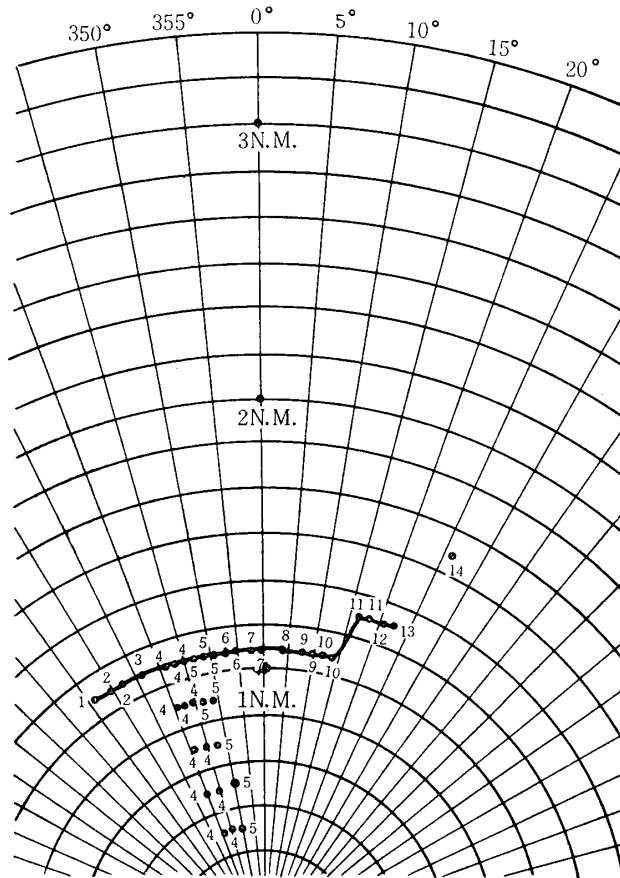
ここでは量子化の格子の中心の値を点で表わし，データの横の数字はスキャン番号を示す。図に推測した航跡を書き，データが消滅したと思われるところは白丸で表わし，だいたいの速度を示した。



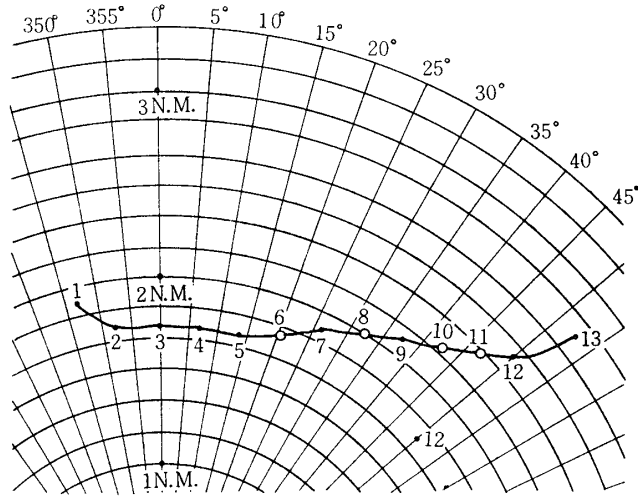
第 39 図 データ 2 速度約 20 ノット



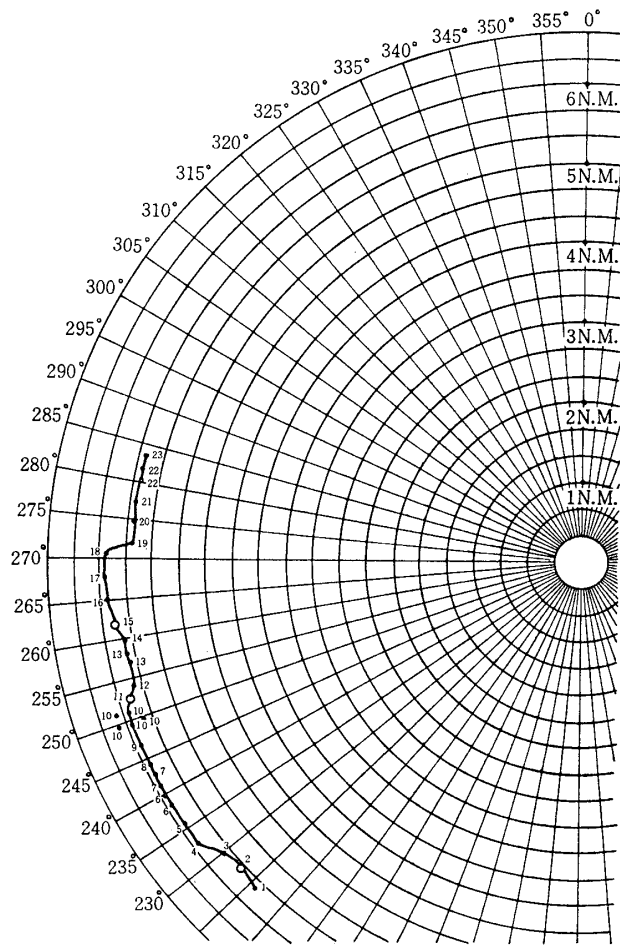
第 40 図 データ 3 速度約 250 ノット



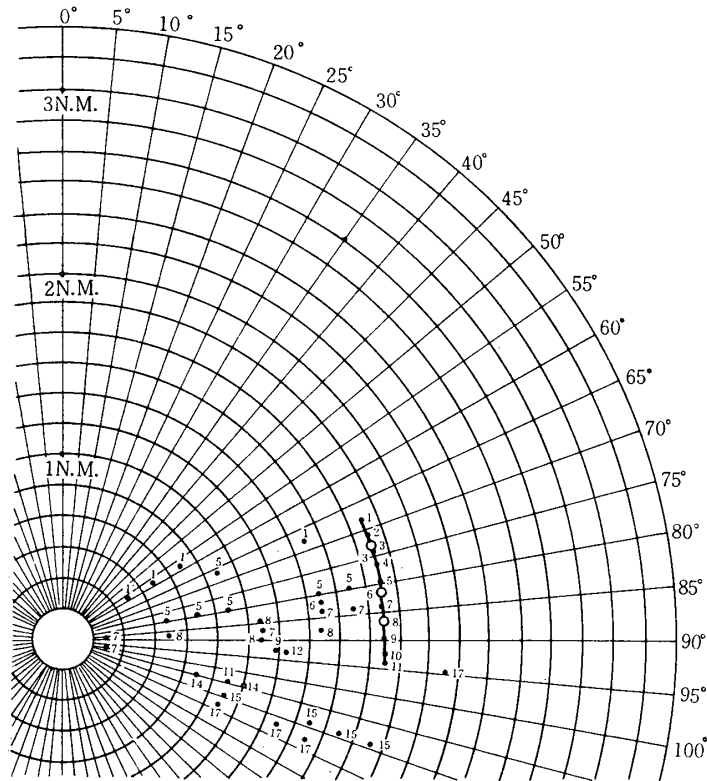
第 41 図 データ 4 速度約 70 ノット



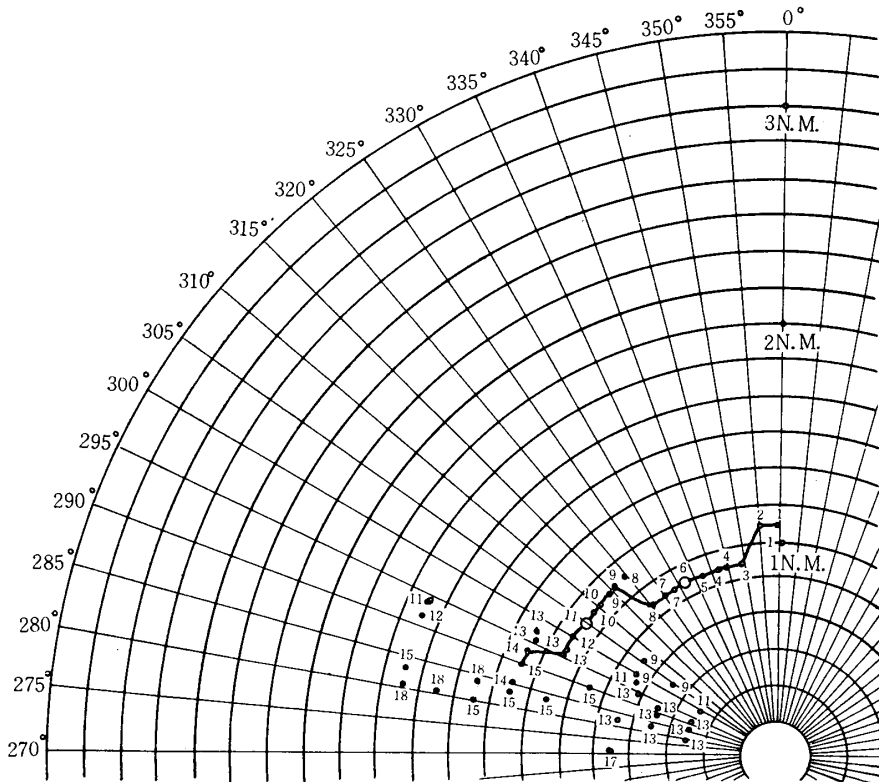
第 42 図 データ 5 (宇宙研ドップラレーダ実験のためのチャータ機)
速度約 190 ノット



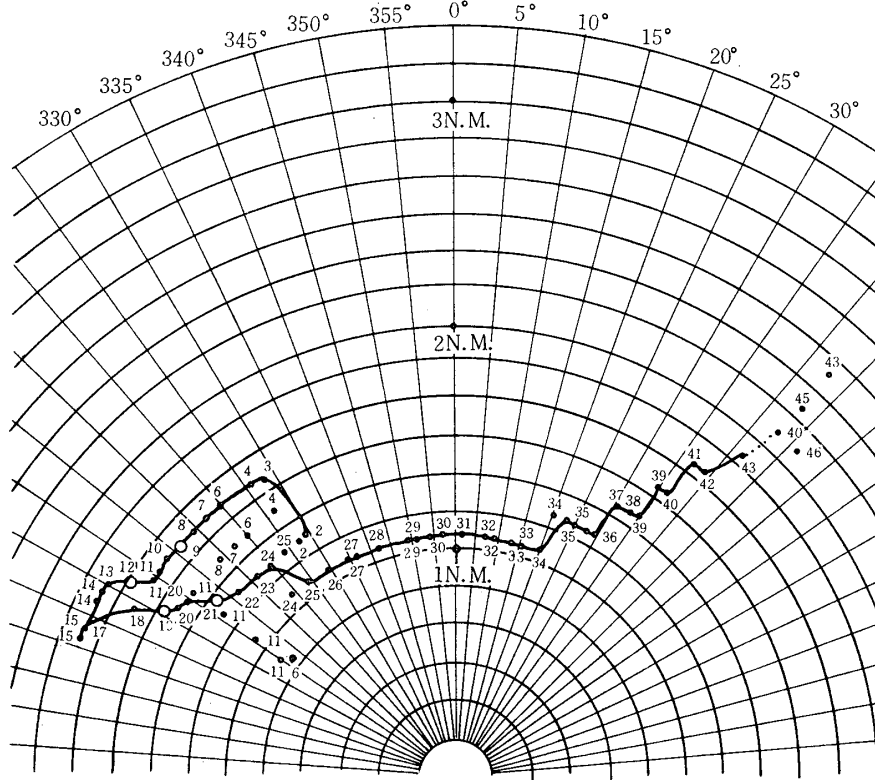
第 43 図 データ 6 速度約 190 ノット



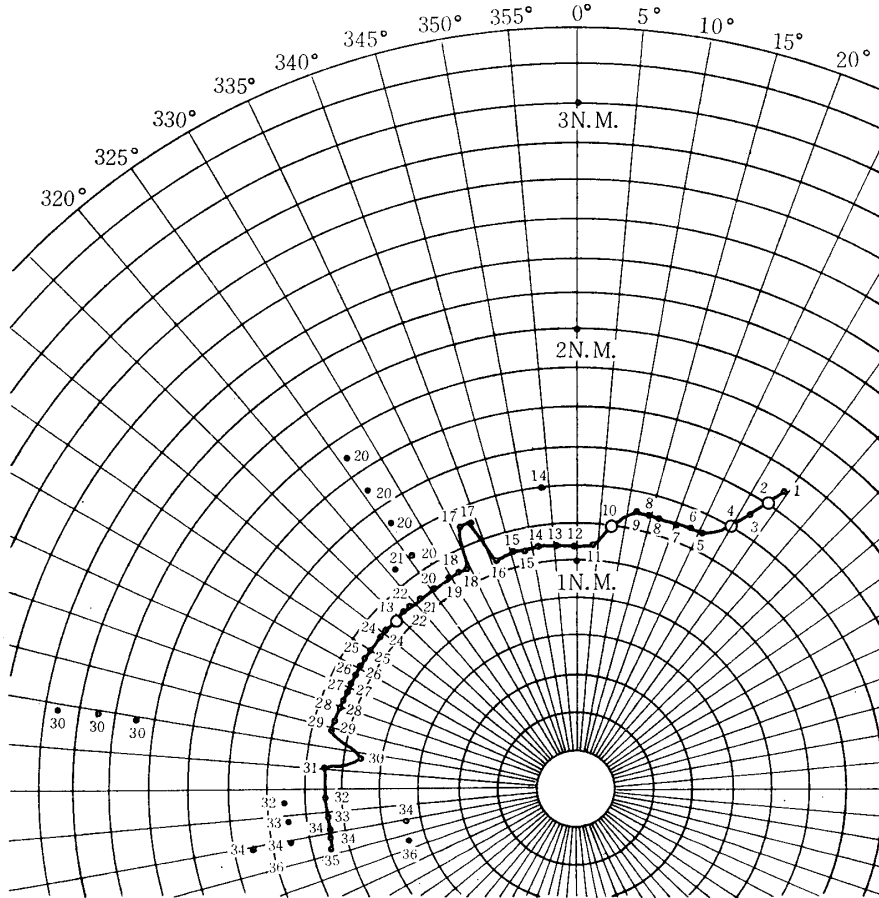
第 44 図 データ 7 速度約 70 ノット



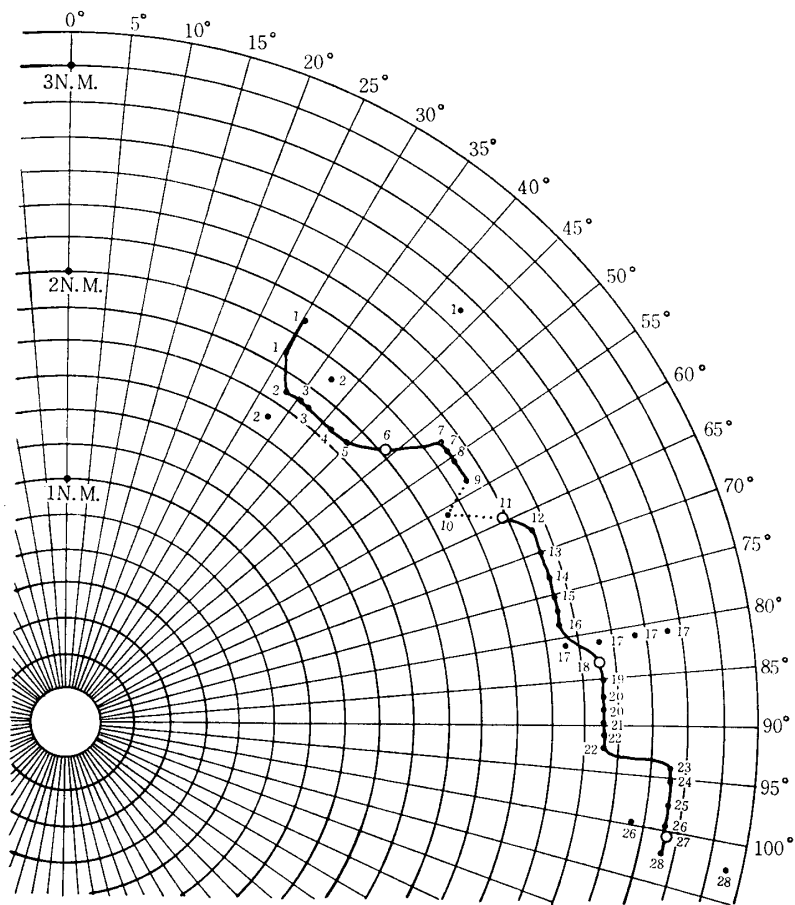
第 45 図 データ 8 速度約 70 ノット



第 46 図 データ 9 速度約 100 ノット



第 47 図 データ 10 速度約 70 ノット



第 48 図 データ 11 速度約 100 ノット

6. 検 討

6.1 結果について

取得したデータを見ると四つの問題すなわち (1) ターゲットについて多くの量子化の格子が占有される, (2) ターゲットの消滅, (3) 異常な位置に揺らぐ, (4) 消去できない固定反射物が存在する, がある. そこでそれぞれについてその原因を考える.

(1) 1 ターゲット当り多くの量子化の格子が占有される問題は方位角方向 (例, 第 31 図第 13 スキャン) については航空機はある拡がりを持った物体であるのでヒット数が非常に多いからであり, 距離方向 (例, 第 31 図第 6 スキャン) についても同様のことが言えるが, パルスのすそが主たる原因と考えるとゲート間が 80 nS 程重なっていることも原因であろう. しかし第 47 図の第 20 スキャンのように数個のゲートが連続して占有される現象の原因は不明である.

(2) ターゲットの消滅については (1) とは逆に二つの格子にまたがるときに微弱信号ならば消滅すると考えられる. 特に格子に対して斜めに飛行する場合はこの現象が起き易いと思われる.

(3) 異常な位置に揺らぐとはたとえば第 47 図第 17 スキャンのような場合である。格子は同心円上に並んでいるので航空機が直線飛行する場合レーダサイトの方向の格子に検出されることは有り得ることであるが本例のようにレーダサイトの反対側へ揺らぐのは恐らくハードウェア的なものが原因と考えられる。

(4) 消去できない固定ターゲットが存在するのは、固定反射物からの反射信号もかなりの揺らぎを持っていることを示すものである。

6.2 レーダ・ビデオ・ディジタイザの精度に対する検討

2.1.1 では大略の性能の算定とハードウェア的な考慮から RVD の精度を決定したが取得データおよび自動追尾を考えると、精度について検討する必要がある。ここでは二つの問題つまり格子の大きさとビームスプリットの問題について検討する。

a. 量子化の格子について

これは実際にデータを取集した経験から、航空機の数とスキャン時間間隔の関係から考えなければならない。最低の精度（最高の粗さ）として考えられるのは次のスキャンで航空機が隣の格子に移動することである。そこで最も遅い航空機として 60 ノットのものを考え、スキャン時間間隔を 5 秒とすると、1 スキャンに進む距離は約 150 m であり、航空機は格子の中に等確率で存在すると考えられるので、必要な格子の大きさは直径 150 m の円に内接するような 1 辺 106 m の正方形となる。レーダサイトから 60 N. M. の距離でこのような格子となる距離ゲート時間幅は $0.706 \mu\text{s}$ 、方位角量子化区間は 0.056 度となる。ところで量子化誤差が小さな値となると今度はレーダシステム上の精度の影響が大きくなる。レーダの測定精度は大略方位角方向はアンテナビーム幅の 1/10 程度、距離方向はパルス幅の 1/2 程度となるので、本レーダの場合はそれぞれ 0.12 度、 $0.2 \mu\text{s}$ となる。これは 60 n. m. では方位角方向 226 m、距離方向 30 m である。

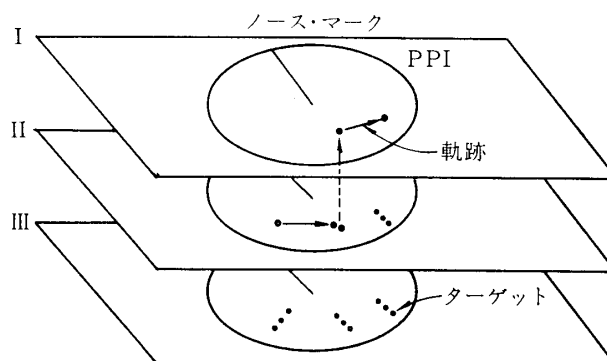
したがって搜索レーダの場合はターゲットの位置をあまり精度良く測定することはできず、レーダサイトから遠距離のところを低速で飛行する航空機では速度に対してデータのばらつきが大きくなる。しかし、目安としては上に述べた程度の RVD の精度は必要と思われる。

b. ビームスプリットについて

ビームスプリットの操作とは広く解釈すれば、ターゲットを一つの格子として決定する操作と考えることができる。方位角方向に対するビームスプリットについては従来いろいろ考えられている。しかし 6.1 でも述べたように本 RVD のように粗い量子化でも距離方向について 2~3 個続いた格子として一つのターゲットが検出されているので、距離方向についてもビームスプリットのような操作が必要であるので以下にその方法を考える。

(1) 本 RVD ではビデオ信号をそのまま距離ゲートに分配したので信号パルスが強いときには二つ以上のゲートにまたがるものが出現したのであるが、このことはもっとゲート幅が狭くなったときにはひん繁に起るものと思われる。そこで、常に一つのゲートでしか検出されないような強さの信号パルスにするような一種の AGC が考えられる。しかしこの場合完全な AGC を一つ一つのパルスに対して施すのは困難であるので、そのかわり第 1 閾値を変化させること、つまり多値の量子化が考えられるこの場合例として 3 値を考え、閾値を

I, II, III とすると第 49 図のような閾値に対応した平面ができ、それぞれの平面にターゲット有り判定された格子が並ぶ。この場合第 49 図の上の平面の方が閾値電圧が高いたとすれば下の面は一つのターゲットに対して多くの格子が存在し、上に行くに従って減少するであろう。したがって閾値を適当にするとどれかの平面において一つに近い格子でもってターゲット有り判定されるようにすることが可能と思われる。



第 49 図 3 閾値を持った検出機構の出力

(2) これは距離ゲートに入る前にレーダビデオ信号をパルスに直し、そのパルスの前縁だけを検出する方法である。しかし、これも信号パルス波形のひずみやパルスに直すときの閾値により、距離ゲート幅が狭くなるとやはり多くのゲートに検出されるようなことになるとと思われる。

6.3 性能向上のための装置の改造について

a. レーダの改造

これまでの実験に使用したレーダは搜索レーダとしては非常に近距離のターゲットを観測できるのみでデータの収集が困難であり、データ解析をするためにはもっと多くのデータが必要であるので、データ収集を容易にするためレーダの性能向上を計った。第 3 表に新旧レーダの性能比較を示す。

第 3 表 新旧レーダの性能比較

	新	旧
1. ピーク出力電力	40 kW	40 kW
2. 送信周波数	9025 MHz	9025 MHz
3. 電波型式	P 0	P 0
4. パルス幅	0.4 μ S	0.4 μ S
5. パルス繰り返し	400 μ S	490 μ S
6. 発振管 (マグネトロン)	2 J 51 A	2 J 51 A
7. 最小受信感度	-102 dBm	-68 dBm
8. MTI	Coheret MTI	Noncoherent MTI
9. その他については変更なし		

第 4 表 新旧 RVD の性能比較

	新	旧
1. 方位角精度	0.056 度	1.41 度
2. 距離精度	1/24 N. M.	1/6 N. M.
3. 振幅の量子化	2 ビット	1 ビット
4. 第 2 閾値	オフラインにて処理	デジタル積分
5. 観測範囲	4.6 N. M. \times 20°	2.5 N. M. \times 21°
6. 一時記憶装置容量	5120 ビット	2560 ビット
7. オフライン出力	HIPAC 103 による.	せん孔機による.
8. ノース・マークの通過	可能	不可能

b. レーダ・ビデオ・ディジタイザの改造

簡単な RVD を作製して必要な性能の算定が一応得られたのでより精密化した RVD を作製した。第 4 表に新旧 RVD の性能比較を示す。

7. あとがき

ここでは与えられた機器を使用して RVD を作製し、データを取集した。この結果に基づいてより精密化した RVD を作製した。しかし、ここで作製した量子化の粗い RVD によってかなり RVD という物に対する要求をはっきりさせることができた。現在、より精密化した RVD によるデータの収集、処理を行なっているところである。

1970 年 7 月 17 日 計測部

参 考 文 献

- [1] 飯田「航空交通管制用レーダの自動追尾方式」修士論文, 1968 年.
- [2] F. H. Krantz and W. D. Murray, "A Survey of Digital Methods for Radar Data Processing", Proc. of EJCC 1961.
- [3] P. Swerling, "The Double Threshold Method of Detection", Rand Corp. Rept. RM 1008 Dec. 17, 1952.