

# 回転ビーム型機上ドプラレーダ

岡 田 實  
田 宮 潤

## The Rotary-Beam Airborne Doppler Radar

By

Minoru OKADA and Jun TAMIYA

**Abstract:** The paper describes a new airborne Doppler radar which is provided with a tilted beam rotating around the vertical axis. The performance and the design considerations are discussed with special emphasis on new techniques employed in the radar, such as the rotary beam antenna, the off-set FMCW system, the frequency tracker, and the analog data-stabilizer.

The fact that this radar produces a sinusoidal Doppler shift is effective for simplification of the frequency tracker and the data-stabilizer and for improvement of the S/N ratio. Consequently, a small lightweight Doppler radar is feasible by this system. The radar also offers an omni-directional velocity sensor suitable for helicopters and VTOLs.

### 概 要

従来の機上ドプラレーダとは異なり、ある伏角をもった1本のビームを垂直軸のまわりに回転する新しい型のドプラレーダについて述べたもので、その性能と設計上考慮すべき点について論じてある。特にこの新しいレーダに採用されている回転ビーム空中線、オフセット FMCW 方式、周波数追跡装置、アナログ型データスタビライザについて詳しく説明してある。

この方式で得られるドプラシフトが正弦波的事であることは周波数追跡装置とデータ安定装置を簡易化し、また S/N 比を改善する意味で特に有効である。したがってこの方式で小型軽量のドプラレーダが実現できる可能性がある。またこのレーダはヘリコプタや VTOL 用の全方向性の速度センサとしても適している。

## 目 次

- |                        |                    |
|------------------------|--------------------|
| 1. 緒 言                 | 4.2. 搬送波除去濾波器      |
| 2. 回転ビームで得られるドプラ情報     | 5. 周波数追跡装置         |
| 2.1. 測定されるドプラシフト       | 6. データ安定と指示        |
| 2.2. ビームの形とドプラスペクトル    | 6.1. 周波数弁別器        |
| 2.3. 伝播遅延時間の受信信号に及ぼす影響 | 6.2. データスタビライザーその1 |
| 3. 空中線                 | 6.3. データスタビライザーその2 |
| 4. 送受信方式               | 7. 結 言             |
| 4.1. off-set FMCW 方式   | 参考文献               |

## 1. 緒 言

我々は過去数年間にわたり機上ドプラレーダの開発研究を行ない、ドプラレーダの機能およびその設計に関する基本的な事項を明らかにした。その詳細は本集報の他の論文に発表されている。もう一つの成果は、ここに述べる回転ビーム型ドプラレーダの構想をえたことである。

従来の機上ドプラレーダが3ないし4個の固定ビームを切り換えて使用しているのに対して [1][2][3]、回転ビーム型は1個のビームを垂直軸と一定の角度を保ちつつ軸のまわりに連続的に回転させる方式である。この方式によればビームが1個ですむため空中線系が小型になり航空機機体の開口も小さくてよい。またこの方式を従来のビーム切換式と対比してみると、ビーム切換式がサンプリング形式であるのに対して連続情報形式ということが出来る。したがって回転ビームから得られるドプラ情報はアナログ処理に適しており、航空機の姿勢に対する座標変換 (data stabilization)、対地速度、偏流角などの計算がアナログ計算機の手法を用いて簡単に構成できる。またこの方式は全方向性をもっているので、前進後退あるいはホバリングに対しても有効に動作するドプラレーダが実現できることが以下の議論からわかる。したがって本方式は一般の大型機はもちろん、ヘリコプタ、VSTOL などのドプラナビゲータのセンサとして特に適している。

このような予想のもとに現在本方式の実用化研究をつづけており、特に小型軽量なドプラレーダを目標として航空機搭載用ドプラレーダの試作をすすめているが、試作に先だって本方式の理論的検討を行ない、その特長を発揮できるような構成を考えたので、ここに取りまとめて報告する。試作機器およびその性能評価については別の機会に発表することにした。

## 2. 回転ビームで得られるドプラ情報

まずはじめにビームを回転することによっていかなるドプラ情報が得られるかについて検討しよう。

## 2.1. 測定されるドプラシフト

よく知られているようにドプラシフトの周波数  $f_d$  は理想の場合 (すなわち航空機が偏流角零で水平飛行をしている場合)

$$f_d = \frac{2V_h F_0}{c} \cos \Gamma \quad (1)$$

ただし  $V_h$ : 航空機の対地水平速度

$F_0$ : 送信周波数 (c/s)

$c$ : 光速 ( $3 \times 10^8$  m)

$\Gamma$ : ビームと航空機の世界ベクトル (この場合は機首軸) とのなす角

で与えられる. いまビームの瞬時方向を機首軸からの水平回転角  $\Phi$  と伏角  $\Psi$  で定義すると,  $\cos \Gamma = \cos \Phi \cdot \cos \Psi$  であるから, 伏角  $\Psi$  を一定に保ちながらビームを一定角速度  $\Omega$  で回転する ( $\Phi = \Omega t$ ) 場合のドプラシフトは次のようになることがわかる.

$$f_d(t) = \frac{2V_h F_0}{c} \cos \Psi \cdot \cos \Omega t \quad (2)$$

もし航空機が偏流角  $\delta$  で飛んでいるとすると, 最大のドプラシフトを示す方向が  $\Phi = \delta$  になるのでこの場合には

$$f_d(t) = \frac{2V_h F_0}{c} \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta) \quad (2')$$

となる. すなわち上記の条件のとき, ドプラシフト  $f_d$  は零周波数を中心として  $2V_h F_0 \cos \Psi / c$  の最大変移で周波数が正弦波状に変化すること, その位相と空中線回転の位相との差が偏流角を与えることがわかる. さらに航空機が垂直速度成分をもつ場合には, ビームの回転にかかわらずどの方向に対しても垂直速度  $V_z$  に対するドプラシフト  $(2V_z F_0 / c) \sin \Psi$  を生じる. したがってこの場合には (2) または (2') 式の中心周波数のずれとなって現われる. すなわち

$$f_d(t) = \frac{2F_0}{c} \{V_h \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta) + V_z \sin \Psi\} \quad (2'')$$

一般に航空機が任意の姿勢をとったときでも, ビームの回転に伴ってドプラシフトは正弦波状に変化し, その位相のずれは航空機に固定した座標における偏流角を, また中心周波数のずれはこの座標における航空機の垂直速度成分を表わすと言ふことができる. 次にこのことを考えてみよう.

いま Fig. 1 のように航空機に固定した座標を  $(\xi, \eta, \zeta)$ , 大地に固定した座標を  $(x, y, z)$  とし, 航空機の姿勢を  $(p, r')$  系で考えるものとする, 次の関係式が成り立つ [4].

$$\begin{pmatrix} \xi \\ \eta \\ \zeta \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (3)$$

ただし

$$M = \begin{pmatrix} \cos p & 0 & -\sin p \\ \sin p \cdot \sin r' & \cos r' & \cos p \cdot \sin r' \\ \sin p \cdot \cos r' & -\sin r' & \cos p \cdot \cos r' \end{pmatrix}$$

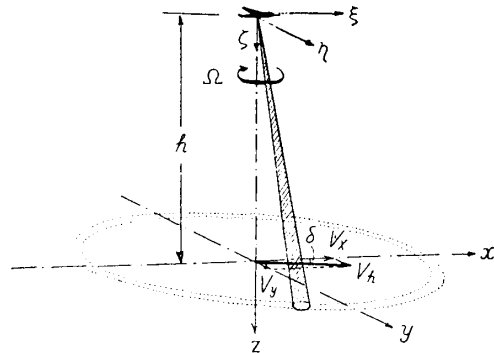


Fig. 1. Airborne Doppler radar with a rotary beam.

したがってそれぞれの速度成分に対しても次の関係が成り立つ.

$$\begin{pmatrix} V_{\xi} \\ V_{\eta} \\ V_{\zeta} \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} \quad (4)$$

航空機の機首を基準にした回転ビームの方向を前に述べたように ( $\Phi = \Omega t; \Psi$ ) で定義するとビーム方向の速度成分  $V_B$  は

$$\begin{aligned} V_B &= V_{\xi} \cos \Psi \cdot \cos \Phi + V_{\eta} \cos \Psi \cdot \sin \Phi + V_{\zeta} \sin \Psi \\ &= V_{\alpha} \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_{\alpha}) + V_{\zeta} \sin \Psi \end{aligned} \quad (5)$$

ただし  $V_{\alpha} = \sqrt{V_{\xi}^2 + V_{\eta}^2}$ ,  $\delta_{\alpha} = \tan^{-1}(V_{\eta}/V_{\xi})$  で与えられる. したがって測定されるドプラシフト  $f_d$  は

$$f_d(t) = \frac{2F_0}{c} V_B = \frac{2F_0}{c} \{V_{\alpha} \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_{\alpha}) + V_{\zeta} \sin \Psi\} \quad (6)$$

となる. すなわち任意の姿勢のとき測定されるドプラシフトは  $2F_0 V_{\zeta} \sin \Psi / c$  のまわりに  $2F_0 V_{\alpha} \cos \Psi / c$  の最大変移で周波数がビームの回転に応じて角周波数  $\Omega$  で正弦波的に変化するものとなるのである. この物理的意味はドプラシフトが航空機の世界ベクトルとビームベクトルとのなす角度のみで決定されることから直観的に理解できる.

ドプラレーダにおける実際の操作は (6) 式の測定値から, まず  $V_{\xi}, V_{\eta}, V_{\zeta}$  を求め, (4) 式の逆変換

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = M^{-1} \begin{pmatrix} V_{\xi} \\ V_{\eta} \\ V_{\zeta} \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \rho & \sin \rho \cdot \sin r' & \sin \rho \cdot \cos r' \\ 0 & \cos r' & -\sin r' \\ -\sin \rho & \cos \rho \cdot \sin r' & \cos \rho \cdot \cos r' \end{pmatrix}$$

から  $V_x, V_y, V_z$  を知り, これから対地速度  $V_h = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$ , 偏流角  $\delta = \tan^{-1}(V_x/V_y)$  および  $V_z$  を計算することである. これについてはデータスタビライザの項で詳しく述べることにする. ここで重要な結論は「航空機の姿勢が傾いてもドプラシフト  $f_d$  は常に正弦波的变化をすること, その位相のずれが偏流角に関係のあること, および垂直速度成分はドプラシフトの平均周波数を移動させること」である.

## 2.2. ビームの形とドプラスペクトル

指向性ビームの鉛直面内での半値幅を  $2\phi_0$ , ビーム円錐面内での半値幅を  $2\theta_0$  とするときこの楕円形指向性ビームの作るドプラスペクトルの半値幅  $2(\Delta f_d)_0$  は「各種機上ドプラレーダの性能の評価」[5] の論文で求めた (3-18) 式を回転ビームに適用することによって次のように求められる.

$$2(\Delta f_d)_0 = \frac{2V_h F_0}{c} \{\theta_0^2 \cdot \sin^2 \Omega t + \phi_0^2 \cdot \sin^2 \Psi \cos^2 \Omega t\}^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

上式からわかるように, ドプラスペクトルの半値幅は一般のビームに対しては半回転ごとに化する. IF トラッキングをする場合回転にかかわらず半値幅が一定であることが望ましい

ときには

$$\theta_0/\psi_0 = \sin \Psi \quad (9)$$

に選定すればよく、このときの半値幅は

$$2(\Delta f_d)_0 = \frac{2V_h F_0}{c} \theta_0 \quad (10)$$

となる。

### 2.3. 伝播遅延時間の受信信号に及ぼす影響

航空機から発射した電波が地面で反射し、再び航空機の受信アンテナに帰ってくる間に一定の伝播時間による遅延がある。したがってビームが常に回転していると、送信時のビーム方向と、受信時のビーム方向とが電波の往復時間に相当する回転角だけずれることになる。このことは受信電力の減少と、ドプラシフトの正弦波位相からわかる航空機の偏流角に誤差を生じる。

いまビームの回転角速度を  $\Omega$ 、電波の往復時間を  $\tau_d$  とする。ただし、高度を  $h$  とすると、

$$\tau_d = \frac{2h}{c \sin \Psi} \quad (11)$$

このとき回転ビームの受信信号  $P_{r\Omega}$  は回転しないときの受信信号  $P_r$  に対して次の割合で減少する。

$$\frac{P_{r\Omega}}{P_r} = \frac{(2/\pi\theta_0'\psi_0') \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^{-\{(\theta/\theta_0')^2 + (\psi/\psi_0')^2\}} \times \varepsilon^{-\{[(\theta-\theta_\Omega)/\theta_0']^2 + (\psi/\psi_0')^2\}} d\theta \cdot d\psi}{(2/\pi\theta_0'\psi_0') \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon^{-\{(\theta/\theta_0')^2 + (\psi/\psi_0')^2\}} d\theta \cdot d\psi}$$

$$= \varepsilon^{-(1/2)(\theta_\Omega/\theta_0')^2}$$

$$\theta_\Omega = (\Omega\tau_d) \cdot \cos \Psi \quad (12)$$

ただし、この場合にも 2.2. で考えたような楕円形指向性ビームを考え、指向特性は正規分布形であると仮定して  $\theta_0' = \theta_0/0.693$ 、 $\psi_0' = \psi_0/0.693$  をパラメータにとって計算してある [5]。上式からわかるように受信信号の減少率はビームの円錐内の半値幅  $2\theta_0$ 、回転角周波数  $\Omega$ 、電波の往復時間  $\tau_d$  (したがって高度  $h$ )、ビームの伏角  $\Psi$  の函数として次の形で表わすことができる。

$$\frac{P_{r\Omega}}{P_r} = \exp \left\{ - \left( \frac{0.98 h \Omega}{c \tan \Psi \cdot \theta_0} \right)^2 \right\} \quad (13)$$

一方、ドプラ受信信号 (6) のもつ位相角情報は伝播時間遅延のため  $\Omega t - \delta_\alpha$  とはならず、受信時のビーム方向を  $(\Omega t, \Psi)$  とすると、

$$(\Omega t - \delta_\alpha - \frac{1}{2}\Omega\tau_d, \Psi) \quad (14)$$

になる。これはある瞬間の受信信号のもつドプラシフトはその信号が地面に当たって反射する瞬間の値であるから、受信時の空中線の位相角を基準にして考えると、それから  $\frac{1}{2}\Omega\tau_d$  だけずれることになる。このことを考慮すると受信電波から観測されるドプラシフト (6) および (8) 式は次のように書き改めなければならない。

$$f_d(t) = \frac{2F_0}{c} \left\{ V_a \cos \Psi \cos \left\{ \Omega \left( t - \frac{\tau_d}{2} \right) - \delta_\alpha \right\} + V_z \sin \Psi \right\} \quad (6')$$

$$2(\Delta f_d)_0 = \frac{2V_h F_0}{c} \left[ \theta_0^2 \sin^2 \left\{ \Omega \left( t - \frac{\tau_d}{2} \right) \right\} + \psi_0 \sin^2 \Psi \cdot \cos^2 \left\{ \Omega \left( t - \frac{\tau_d}{2} \right) \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8')$$

いま試作中の装置について

$$h=3,000 \text{ m}, \Psi=70^\circ, \Omega/2\pi=10 \text{ rps (600 rpm)}, 2\theta_0=10^\circ$$

とすると  $\tau_d=21.3 \mu\text{s}$  となり、受信信号の減少率 (13) 式は  $\exp\{-6.6 \times 10^{-7}\}$ 、偏流角の誤差  $\Omega\tau_d/2=0.038^\circ$  となり、両者とも完全に無視してさしつかえない。ただし純電氣的な回転方式を用いて回転数をあげ、かつ高高度用ドプラレーダを考える場合には問題になることもある。このとき、遅延時間による受信電力の減少より偏流角の見掛上の誤差の方が先に問題になる。もっともこの誤差は高度に比例するので、高度計が充分正確であれば、この信号によって補正することが出来るが、補正誤差を考えると自ら高高度用ドプラレーダに対する回転数の限度が存在する。

### 3. 空 中 線

回転ビームを与える空中線は本方式を具体化する上に最も重要な部分の一つである。一般にビームを回転するには機械的な方法と電氣的な方法とが考えられ、後者は可動部分がない最も魅力的な方法であるが、これを実現するには今後の研究にまたなければならない。ここでは現在実現の可能性のある機械的回転ビーム空中線について考える。

まずこの空中線に要求される事項を挙げてみよう。

- (1) ビームの伏角: 海面の反射係数から考えると伏角の大きい方が大きい受信電力が得られるので望ましいが、一方測定されるドプラシフトが小さくなるので適当な妥協値が存在する。ここでは従来の固定ビームドプラレーダの場合と同じくビーム伏角を  $70^\circ$  に選ぶ。
- (2) ビーム幅: ドプラスペクトルの  $Q$  を大きくし、かつ sea-bias 誤差を小さくするにはビーム幅が小さい方が望ましい。一方ビーム幅は空中線の開口面の大きさで一義的にきまるので、余りシャープなビームを得ようとすると開口面が大きくなりすぎて航空機塔載用には不向になる。したがってここでは開口面直径を 25~50 cm 程度におさえ、 $10^\circ \sim 5^\circ$  の半値幅を用いることにする。なほビームの形としてはペンシル型が望ましい。また side-lobe も極力小さくする必要がある。海上の反射係数は伏角の大きい方で非常に大きいので伏角の大きい方の side-lobe を小さくしないと不要信号を生ずる原因になる。特に航空機の姿勢が傾き side-lobe が垂直近くなるとこの点が問題になる。
- (3) 回転数: 2. 3. 節で述べた制限のほか、具体化する場合には機械的回転をいかに小型軽量に実現出来るかが最も大事な問題となる。また観測すべきドプラシフトの最低周波数がこの回転周波数によって妨害されないようにしなければならない。この2点からは回転数は出来るだけ低い方がよい。一方、航空機の運動性能と、この回転周波数を取り扱う受信機内の電気回路の要請から最低の回転周波数に限度がある。両者の妥協値として毎秒数回転が適当と思われる。
- (4) 回転の均一性: 受信機ではビームの回転に伴って生じるドプラシフトが正弦波的に変化することを有効に使用したいのであるから回転数は出来るだけ不変なことが望ましい。

(しかし最終的には多少回転数に変動があっても誤差を生じないような回路方式を採用しなければならない。これについては 6.3. 節で述べる。) また空中線系はビームの回転によって整合その他の特性が変化しないことが必要である。

回転ビーム空中線は従来からも conical scan radar 用として既に各種の方式が考案されて来た。第 1 表および Fig. 2 は現在の技術で考えられる機械的回転ビーム空中線形式をあげたものである。このうちパラボラ空中線の (i) (ii) (Fig. 2 (a) (b) (c)) は conical scan radar 用として現在用いられている方式であるが、これらはいずれもビームの振れる角度がせいぜい数度である。本方式に要求される  $\pm 20^\circ$  の偏心ビームをこの方法で得ようとするとき side-lobe が大きくなり、side-lobe を小さくしようとするとパラボラ反射面が大きいかつパラボ

第 1 表 回転ビーム空中線の形式

空中線の形式	パラボラ空中線	アレイ空中線 (導波管アレイ, ストリップラインアレイ)	電波レンズ空中線
ビーム回転の方法 Fig. 2	(i) 一次放射器を偏心して回転する方法 Fig. 2 (a) (b) (ii) 一次反射面を偏心して回転する方法 Fig. 2 (c) (iii) パラボラ反射面を偏心して回転する方法 Fig. 2 (d) (iv) 空中線全体を偏心して回転する方法 Fig. 2 (e)	(i) 偏心ビームのアレイ空中線を作り全体を回転する方法 Fig. 2 (f) (ii) 真正面ビームのアレイと電波プリズムを組み合わせた空中線を全体回転する方法 Fig. 2 (g) (iii) (ii) の空中線のプリズムのみを回転する方法 Fig. 2 (h)	(i) 電波レンズを回転する方法 (ii) 1次放射器を偏心して回転する方法 (特にルーネベルクレンズ空中線) (iii) 空中線全体を偏心して回転する方法

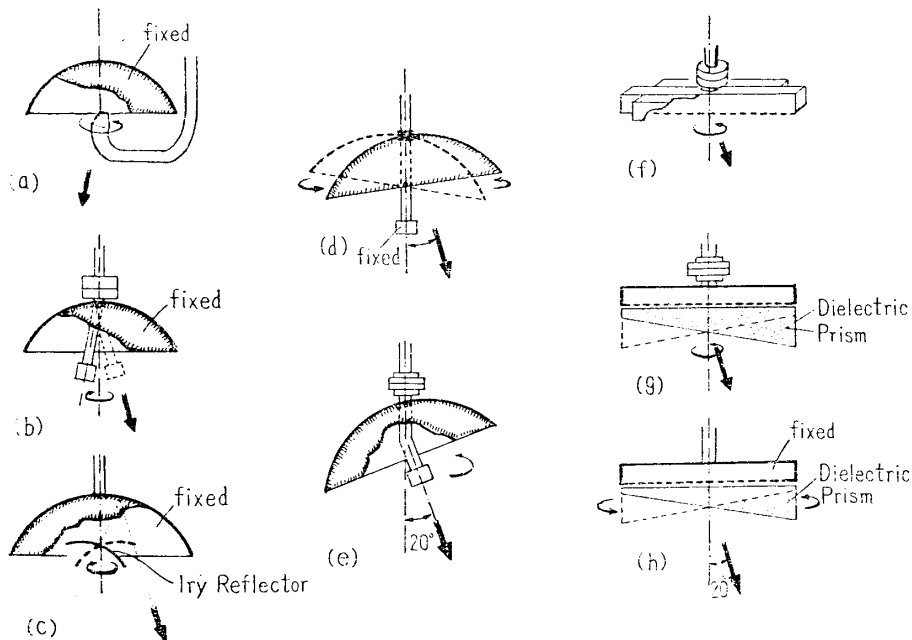


Fig. 2. Rotary beam antennas.

ラと一次輻射器の間隔が大きくなって結局空中線系が大きくなる。空中線の奥行を小さくするには (ii) (Fig. 2 (c)) の一次反射面を使う方法が有効である。しかし回転に伴って空中線の電気的特性が変るおそれがある。したがってパラボラ空中線を使用する場合には (iv) の空中線全体を偏心して回転する方法 (Fig. 2 (e)) が最も優れている。

アレイ空中線でも電気的特性の不変性から空中線全体を回転させる (i) (ii) の方法 (Fig. 2 (f)(g)) が望ましいであろう。この空中線の利点は空中線系の奥行を小さく扁平にできることであるが、この点からはストリップラインアレイ空中線が特に優れている。なお (iii) にのべた方法でストリップラインアレイとプリズムを組み合わせ、プリズムのみを回転する方法 (Fig. 2 (h)) は特に小型軽量になる点から興味ある方式と言わなければならない。

レンズ空中線はパラボラ空中線と同じように考えられるが、一般に空中線系が大型になるので最良の方法とは言えないであろう。

今後上に述べた二つの有望な方法、すなわち (e) 図のパラボラ空中線全体を偏心して回転させる方法と (h) 図のストリップラインアレイ空中線とプリズムを組み合わせ、プリズムを回転させる方法につき検討する予定である。

#### 4. 送受信方式

回転ビーム型ではビームの回転に応じてドプラシフトは連続的に正弦波状に正負の周波数に変化するのであるから、送受信方式としても零周波数を含めて正負のドプラシフトの測定出来る方式を用いなければならない。もしこの方法が出来れば、第2章で考えたような全方向性 (omni-directional) のドプラ信号が得られるので、前進後退またはホバリングに対しても使用できるドプラレーダが実現可能になるのである。従来高速機用に用いられている方式はドプラシフトの絶対値を測定する方式で、その符号はあらかじめ既知のものとして取り扱われていた。したがってこの方式をそのまま利用することは出来ない。

一方、送受信方式の解析によれば FMCW 方式が性能の良いことと、容易に小型軽量化の出来る点で優れていることがわかったので、この方式を採用することが望ましい [5]。正負のドプラシフトの測定出来る FMCW 方式として\* 我々は (a) off-set local signal を用いる方法と (b) 特殊なゲート回路を用いる方式を開発中であるが、ここでは前者について述べる。後者は非常に興味ある方式であるが、これについては稿をあらためて報告することにする。

##### 4. 1. off-set FMCW 方式

Fig. 3 に off-set FMCW 方式の系統図を示す。普通の FMCW 方式では角周波数  $p$  で周波数変調されたマイクロ波  $(\omega_0)_{FM}$  を送信機で作成し空中線を経て輻射し、反射受信信号は受信機混合器に加えられて、ここで送信波  $(\omega_0)_{FM}$  の一部分を直接局発信号として相互のビートを取り、このビートの中から  $np$  ( $n$  は正の整数、普通  $n=3$ ) の周波数成分を中間周波

\* CW, パルスコヒーレント方式でも適当な方法を講ずれば正負のドプラシフトを測定することが出来る。しかし CW 方式では送信波の漏洩や近傍反射を除去するため大型の空中線が必要であり、またパルスコヒーレント方式では送信系が複雑で重くなり、かつ受信機に基準周波数が漏洩しその除去が困難なためこれらの方式は採用しなかった。



数で選択するのである。

これに反して本方式では送信系統はそのまま受信機発信号としてあらかじめ用意した水晶発振器(角周波数  $q$ )を用いて送信波  $(\omega_0)_{FM}$  の周波数を  $q$  だけずらした信号, すなわち off-set 信号を受信機混合器の局発信号として用いる。

そしてこの局発信号と受信信号とのビートのうち  $q+np$  ( $n$  は整数, 普通  $n=3$ ) の成分を中間周波数で選択するのである。いま簡単のため  $n=3$  の場合について普通の FMCW 方式と本方式との特色を比較してみよう。

いま角周波数  $p$ , 変調指数  $M$  で周波数変調された送信波を

$$E \cos\{\omega_0 t + M \sin pt\} \tag{15}$$

$\omega_a$  だけドプラシフトをうけ, しかも  $\tau_a$  だけ伝播遅延のある受信信号を

$$E_r \cos\{(\omega_0 + \omega_a)(t - \tau_a) + M \sin p(t - \tau_a)\} \tag{16}$$

とする。普通の FMCW 方式では局発信号として送信波そのものを用いるので, 受信機混合器の出力には (15), (16) 式のビート成分として

$$\text{混合器出力} \propto \frac{EE_r}{2} \cos\left\{\omega_a t - (\omega_0 + \omega_a)\tau_a - 2M \sin p \frac{\tau_a}{2} \cdot \cos p\left(t - \frac{\tau_a}{2}\right)\right\} \tag{17}$$

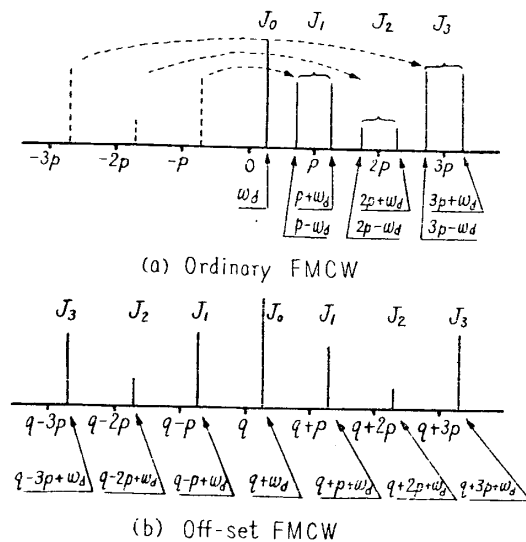


Fig. 4. Spectrum of the ordinary FMCW and the off-set FMCW.

を得る。すなわち  $\omega_a$  を中心周波数として  $p$  で周波数変調された信号になる。普通  $p \gg \omega_a$  に選ばれているから, この周波数スペクトルは Fig. 4 (a) に示すように負の周波数領域にまで広がり, 実在の周波数としてはこれを零周波数で折り返した形になる。そしてこれからドプラシフト  $\omega_a$  を求めるには  $3p + \omega_a$  と  $3p - \omega_a$  の両方または一方を IF 増幅器で選択して, これに  $3p$  の周波数を加えて同期検波を行ない  $\omega_a$  を取り出す。したがって  $\omega_a$  の正負を弁別することは不可能である。

これに反して本方式では局発信号を送信周波数から  $q$  だけずらして

$$E_l \cos\{(\omega_0 - q)t + M \sin pt\} \tag{18}$$

としてあるから, 受信機混合器の出力には (17) 式に対応して

$$\text{混合器出力} \propto \frac{E_r E_l}{2} \cos \left\{ (q + \omega_a)t - (\omega_0 + \omega_a)\tau_a - 2M \sin p \frac{\tau_a}{2} \cdot \cos p \left( t - \frac{\tau_a}{2} \right) \right\} \quad (19)$$

が得られる。この出力のスペクトルを Fig. 4 (b) に示してあり、 $q \gg np$  に選んでおけば零周波数での折り返しはなくなり、中間周波数 ( $q+3p$ ) では  $q+3p+\omega_a$  の信号成分だけを選択することとなる。したがって  $q+3p$  の周波数の上にあるか、下にあるかにより  $\omega_a$  の正負の弁別が可能になる。

中間周波数の出力には

$$K \frac{E_r E_l}{2} \cdot J_3 \left( 2M \sin p \frac{\tau_a}{2} \right) \cdot \cos \{ (q+3p+\omega_a)t + \beta \} \quad (20)$$

$\beta = \text{位相角}$

の正弦波が得られる。ここで  $q=0$  とおけば普通の FMCW 方式の場合となり、結果的には普通の FMCW 方式と同じ特性が得られる。すなわち、送信機からの漏洩および近傍反射が抑圧され、それに付随してアルチチュードホール効果を生ずる。

相違点としては (i) IF 出力信号がドプラシフトの正負によって  $q+3p$  の周波数の上または下にあらわれ、いわゆるドプラシフトの正負の弁別が出来ること、(ii) 普通の FMCW 方式の負周波数成分に相当する  $q-3p+\omega_a$  の信号を使わないため、本方式は普通の FMCW 方式に比較して 3 db の信号損失のあることである。

具体的設計に当って周波数  $p$ ,  $q$  の選定には次の事項を考慮して妥当な値を選定しなければならない。

- (1) 局発信号濾波器で  $(\omega_0)_{FM-q}$  のみを取り出し、 $(\omega_0)_{FM}$ ,  $(\omega_0)_{FM+q}$  を充分除去できるように濾波器の帯域幅より充分高い周波数の  $q$  を選ばなければならない。
- (2) 受信機混合器の出力スペクトルが零周波数で反転しないよう  $q \gg p$  にえらぶ必要がある。
- (3) 中間周波数で充分尖鋭に  $q \pm 3p$  近傍の信号を取り出すには  $q$  が低く、 $p$  が高い方がよい。
- (4) アルチチュードホールの間隔を大きくするには  $p$  は低い方がよい。
- (5)  $q \pm 3p$  が  $p$  と高調波関係になく、また第二中間周波数を用いるとき  $p$  の高調波が不要信号にならないようにすることが必要である。

以上のことから  $f_0 = 8,800 \text{ Mc}$ ,  $q/2\pi = 30 \text{ Mc}$ ,  $p/2\pi = 50 \sim 500 \text{ kc}$ ,  $q-3p$  の中間周波を用いるのが適当であろう。なほ off-set 発振器の周波数は 30 Mc 程度で相当高いので、この周波数のドリフトが測定する最低のドプラシフトと同程度になるおそれがある。したがって Fig. 3 では、第二混合器の局発信号を off-set 発振器の出力から取っており、off-set 発振器の周波数変動は打消されてドプラシフトの測定には影響を及ぼさない。なお  $p$  の変動は水晶発振器の安定度から考えて数サイクル程度であるからドプラシフトの測定にはほとんど誤差を生じない。

#### 4.2. 搬送波除去濾波器

上述の off-set FMCW 方式を用いれば、送信波の漏洩や近傍からの反射などによる搬送波の漏洩、中間周波の搬送波  $q-3p$  の漏洩は避けられると考えてよい。しかし万一中間

周波搬送波の漏洩があると、周波数追跡器がこの漏洩搬送波に引き込まれ、この周波数の上下に変化するドプラシフト信号を追跡できなくなってしまう。したがって周波数追跡器の前で漏洩搬送波を信号波以下に抑圧しておかなければならない。

漏洩搬送波を除く目的で帯域消去濾波器を使用すると、実現可能な濾波器の幅に限度があるため搬送周波数にごく近いドプラシフト信号と一緒に消されてしまって低速度のドプラシフトが測定出来なくなる。また不安定さのため搬送波成分が消去帯域からはずれるおそれもある。幸い漏洩搬送波の周波数は自機内であらかじめわかっているから、このことを活用して搬送波のみを除く一種の能動濾波器を構成することができる。この場合周波数はあらかじめわかっているが位相が決っていないので、逆位相に加えて打消す方法をとることは不可能である。

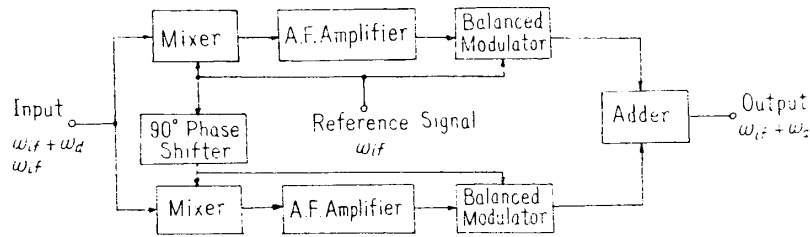


Fig. 5. Carrier elimination filter.

Fig. 5 に示す能動濾波器はこの要求をみたすもので、その原理は次のように考えればよい。

入力信号はドプラ信号 ( $\omega_{if} + \omega_d$ ) と漏洩搬送波 ( $\omega_{if}$ ) の混合されたものであるが、このうち後者は同じ周波数の局発信号と混合器で混合されると、ビート信号は直流となり可聴周波増幅器で完全に除去されて出力には現れない。一方入力信号のうちドプラ信号は  $90^\circ$  の位相差をもつ局発信号とビートを作り、それぞれ  $90^\circ$  の位相差をもつ可聴周波信号  $|\omega_d|$  となる。したがって平衡変調器-和回路の組み合わせ回路にこれらの信号を図のように加えると片側波帯信号 ( $\omega_{if} + \omega_d$ ) が再現され、漏洩搬送波だけが除去されたことになる\*。

\* 数式的には次のように取り扱うことができる。

$$\text{入力信号を } e_i = E_c \sin(\omega_{if}t + \theta_c) + E_d \sin\{(\omega_{if} + \omega_d)t + \theta_d\}$$

$$\text{二つの局発信号を } e_{11} = E_l \sin(\omega_{if}t + \theta_l),$$

$$e_{12} = E_l \cos(\omega_{if}t + \theta_l)$$

とすると、混合器出力の差周波成分は次式で与えられる。

$$[e_i \times e_{11}] \text{ の出力} = \frac{E_c E_l}{2} \cos(\theta_c - \theta_l) \dots\dots\dots \text{直流成分}$$

$$+ \frac{E_d E_l}{2} \cos(\omega_d t + \theta_d - \theta_l) \dots\dots \text{可聴周波成分}$$

$$[e_i \times e_{12}] \text{ の出力} = \frac{E_c E_l}{2} \sin(\theta_c - \theta_l) \dots\dots\dots \text{直流成分}$$

$$+ \frac{E_d E_l}{2} \sin(\omega_d t + \theta_d - \theta_l) \dots\dots \text{可聴周波成分}$$

平衡変調器にはそれぞれ上式の可聴周波成分のみが加えられ変調されるので、変調器の出力にはそれぞれ次の出力を生じる。

$$E_l \sin(\omega_{if}t + \theta_l) \cdot \frac{E_d E_l}{2} \cos(\omega_d t + \theta_d - \theta_l)$$

$$= \frac{E_d E_l^2}{4} [\sin\{(\omega_{if} + \omega_d)t + \theta_d\} + \sin\{(\omega_{if} - \omega_d)t + 2\theta_l - \theta_d\}]$$

および

この方式を具体化する際考慮を要する点は

- (1) 最後の平衡変調器の残留搬送波の程度
- (2) 和回路で打消した方の側帯波の残留
- (3) 入力信号のダイナミックレンジ

などである。周波数 500 kc で実験した結果によれば、Fig. 6 に示したように残留搬送波は信号出力に対して -30 db 以下にすることが可能で、実用上充分である。また反対側の側帯波の残留もダイナミックレンジも充分保証することができる。

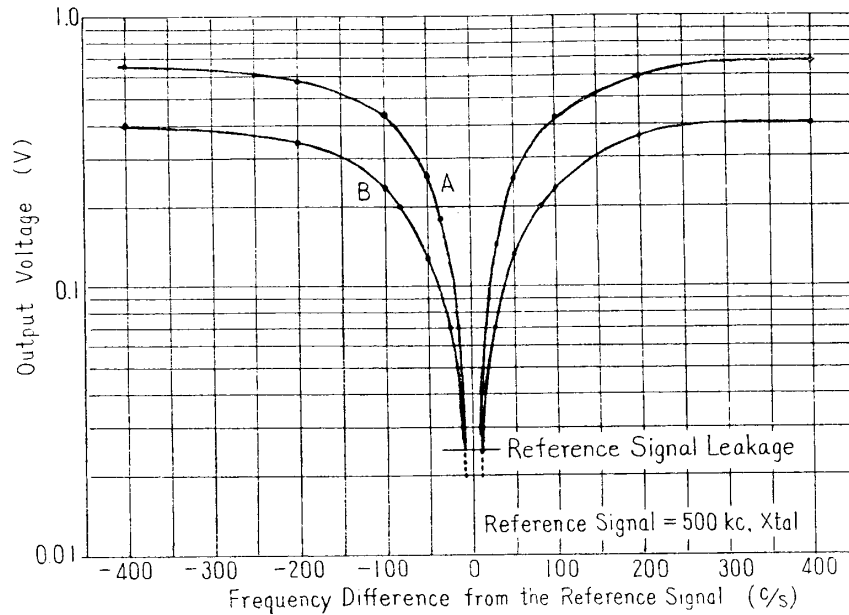


Fig. 6. Characteristics of the carrier elimination filter.  
Input voltage: A—3 V, B—1.75 V.

消去の帯域幅は可聴周波増幅器の低周波特性で決定されるので、いくらでも狭くすることができる。しかし漏洩搬送波の動揺があるから、帯域幅は漏洩搬送波の特性によって決めなければならない。

### 5. 周波数追跡装置

次に雑音性のドプラ受信信号の中心周波数を正確に測定することが必要であるが、先に検討したことから S/N の相当悪い状態でも測定精度を高く保つためにはサーボ型の周波数追跡装置を用いてドプラスペクトルの中心周波数を自動的に追跡する方法を用いなければならない。

$$E_l \cos(\omega_{if}t + \theta_l) \cdot \frac{E_d E_l}{2} \sin(\omega_a t + \theta_a - \theta_l)$$

$$= \frac{E_d E_l^2}{4} [\sin\{(\omega_{if} + \omega_a)t + \theta_a\} - \sin\{(\omega_{if} - \omega_a)t + 2\theta_l - \theta_a\}]$$

したがって和回路の出力には  $\frac{E_d E_l^2}{2} \sin\{(\omega_{if} + \omega_a)t + \theta_a\}$  を生じ、これは入力信号のうちドプラ信号成分だけが残ったことに相当する。

ない [5][6]. 周波数追跡装置一般については別の論文 [6] に述べられているが, 回転ビーム型ドプラレーダ用として特異な点は次の諸点である.

- (i) ドプラシフトが回転に応じて正負にかわるから, 正負のドプラシフトを追跡するものでなければならない. 第4章に論じた方法によって, ドプラシフトの正負は中間周波数では中間周波の基準信号の上下に変化する信号として得られているので, この信号をそのまま追跡するいわゆる “IF tracking” を行なえば容易にこの目的を達することが出来る.
- (ii) ドプラシフトが回転に応じて変化するので, 従来の固定ビーム型ドプラレーダ用の周波数追跡器に比較して追跡速度を相当大きくしなければならない. またドプラシフトが常に正弦波状に変化することがこの方式の大きな特長であるから, これを極力有効に利用することを考えるべきである.
- (iii) 連続的に  $f_d$  を追跡するのであるから, 周波数追跡器は1個あればよい. またそのため, ビーム切換型の周波数追跡装置のように対応ビームに接続されるまでの間前の値を保持する必要がなく回路が簡単になり, しかも保持期間中に生ずる誤差が全然ない.

ここでは上記の要求を考えて二つの型の周波数追跡装置について検討する. 第一のものは Fig. 7 に示す synchronous detection を用いた周波数追跡装置である. この方法は特にセンシングをしなくても入力信号の周波数と V.C.O. の周波数の差の正負に応じて位相検

波器の出力に正または負の直流電圧を生じるので, integrator を通してこの出力で V.C.O. を制御すれば V.C.O. の周波数は入力信号の周波数を追跡することになる. したがって V.C.O. の発振電圧を出力とすれば周波数が入力信号の中心周

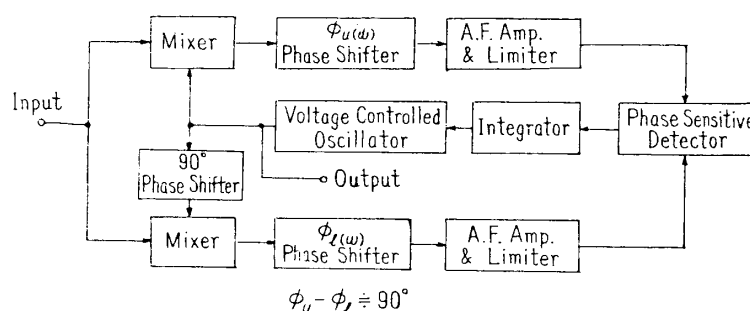


Fig. 7. Frequency tracker.—No. 1.

波数に等しい連続正弦波が得られる特長がある. この方式の詳細については文献 [6] [7] を参照されたい.

この周波数追跡器は回転に応じて変化するドプラシフトを瞬時々々追跡するものであるから追跡速度が相当速くなければならない. したがって integrator の時定数も可成り小さい. このため雑音性のドプラ信号を追跡すると, V.C.O. の周波数は所要の正弦波状の変化のほかに細かい fluctuation を伴うが, これは次のようにして除くことが出来る. V.C.O. 出力を安定な水晶周波数弁別器に加えて周波数変化を振幅変化になおして以下のアナログ型 data stabilizer に導くのであるが, その途中に空中線の回転周波数成分のみを選択する濾波器 (Fig. 10 の選択増幅器 I) を挿入すれば細かい周波数の変動を取り除くことが出来る. これはドプラシフトが常に正弦波状に変化することを積極的に活用して誤差を除去している一例である.

またこの周波数追跡器ではビームの回転に応じてドプラシフトが正弦波状に変化することを track monitoring (監視用) と locking (引込み) に利用することが出来る. すなわち周波数追跡器が正常に動作していれば (ホバリングのときを除き) 常に空中線の回転周波数で

正弦波状の周波数変化をしているはずであるから、弁別器出力で空中線の回転周波数の成分を監視していれば周波数追跡装置の監視が出来る。またドプラ中心周波数はビームの一回転中に2回零ドプラシフトの周波数をよぎるので、もし周波数追跡器の引き込みがはずれたときには直ちに積分器出力を零にリセットしておけば少なくとも半周期後には引き込ませることが出来る。これらの操作を考えてみると回転ビームは一種の pre-sensing を与えているものと見なすことが出来る。

この型の周波数追跡装置でも以上のように回転ビームの特長を活用することができるが、追跡装置自身にドプラシフトが正弦波状に変化することを積極的に利用しているものではない。これに対して Fig. 8 に示す周波数追跡装置はドプラシフトが正弦波状に変化することを積極的に利用したものである。

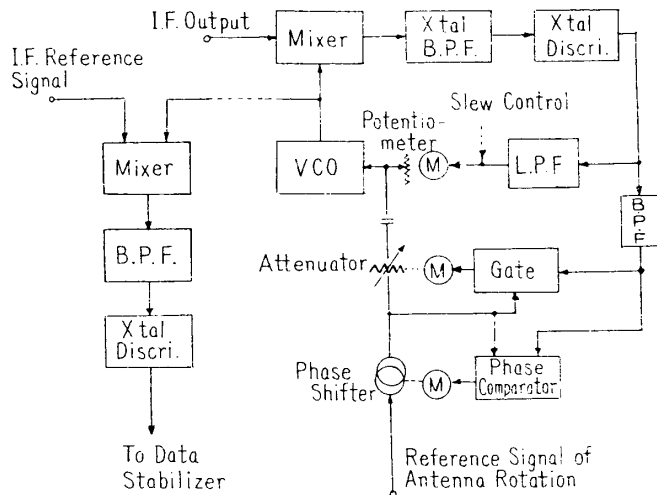


Fig. 8. Frequency tracker.—No. 2.

えられており、V.C.O. の周波数は入力信号の周波数と mixer で混合され差周波数として取り出される。この信号は S/N 改善用狭帯域 band pass filter を通った後、安定な周波数弁別器に加えられ、誤差を示す振幅-時間函数の信号なる。そしてこの誤差信号のうちで基準周波数の成分を取り出し、まず位相比較回路で位相を比較してその出力で可変移相器を回し位相を一致させる。次に誤差信号の基準周波数成分の振幅が零になるように可変減衰器を調節すれば、これが求める追跡状態になる。位相調節を振幅調節より優位にしておくのはサーボ系全体の応答を滑かにし安定化を容易にするため、具体的には前者の時定数を後者の時定数より小さく選んでおけばよい。この場合には移相器と減衰器の追従速度は Fig. 7 の追跡装置のように空中線回転によるドプラシフトに追従する必要がなく航空機の運動に追従すればよいから非常に遅い。したがって機械的な移相器および減衰器で充分であり、しかも機械的なものでは自己保持作用が容易に行なえるので便利である。

なお V.C.O. の周波数は基準正弦波による変化のみでなくその中心周波数も変化しなければならぬ。Fig. 8 の直流成分の帰還はこの目的であって、ここにも機械的なポテンショメータを使用して自己保持を行なっている。また最初に周波数追跡装置を lock の状態に引き込むにはこの直流回路に slew control 用として掃引電圧を加えて探索をすればよい。lock 状態の監視はこの場合には誤差信号の基準周波数成分の有無によって容易に実現出来る。出

を積極的に利用したものである。すなわちドプラシフトは空中線の回転周波数に等しい周期で、正弦波状に変化することがあらかじめわかっているから、V.C.O. の周波数を空中線回転の基準正弦波信号で強制的に正弦波状に変化させ、その位相と大きさを測定されたドプラシフトに合わせるよう周波数追跡装置で制御しようとするものである。Fig. 8 において空中線回転基準正弦波は位相制御用の可変移相器と、大きさ制御用の可変減衰器を通して V.C.O. に加

力としては V.C.O. の入力電圧をとってもよいが、基準 IF 周波数と混合する必要があるときは V.C.O. の発振出力を図のように取り出せばよい。

この方式の周波数追跡装置の利点はまず追跡速度が遅いので実現が容易であり、かつここで長時間の平均作用が行なわれ誤差を小さくする。また機械的な保持作用のために信号が可成り長い時間とだえても以後の動作に支障をきたさない。なお信号の一部がビームの回転中に drop-out しても差しつかえないことが回転ビーム方式の特長であるが、この周波数追跡装置では特にこの点が活かされているのである。

## 6. データ安定と指示

周波数追跡装置の出力として得られる周波数変移を速度情報にかえ、航空機に固定した座標の速度成分として得られる値を大地に固定した座標の速度成分に航空機の姿勢を考慮して変換し、所要の対地速度、ドリフト角または各速度成分を表示させるのがこの部分の役目である。これらの変換をデジタル方式で行なうことも考えられるが、ここでは周波数追跡装置の出力をまず周波数弁別器に加え周波数の情報を振幅の情報にかえて、その後をアナログ方式で処理する方式を考える。それはビームの回転によってドプラシフトが正弦波的に変化することから弁別器出力には空中線回転周波数の正弦波が得られるので、data stabilization の変換演算を正弦波で行なうことができ、装置が著しく簡単になるからである。

### 6.1. 周波数弁別器

周波数変移を振幅になおす周波数弁別器には一般に直線性と安定性が要求される。まず直線性の方を考えると、回転ビーム型では周波数変移が正弦波であることから弁別器出力にその周波数の濾波器を用いて整形できるので、直線性は通信用弁別器ほど厳密でなくてもよい。しかし正弦波変移信号に対して1%以下の直線性は要求される。次に安定性は傾斜の安定性と中心周波数の安定性とに分かれる。まず傾斜の安定度は直接水平速度の測定に影響を与えるので極力安定化を図らなければならない。一方、中心周波数の安定度は垂直速度の測定に影響を与えるが、垂直速度成分を無視しても差しつかえない場合にはこの方の制限は楽になる。

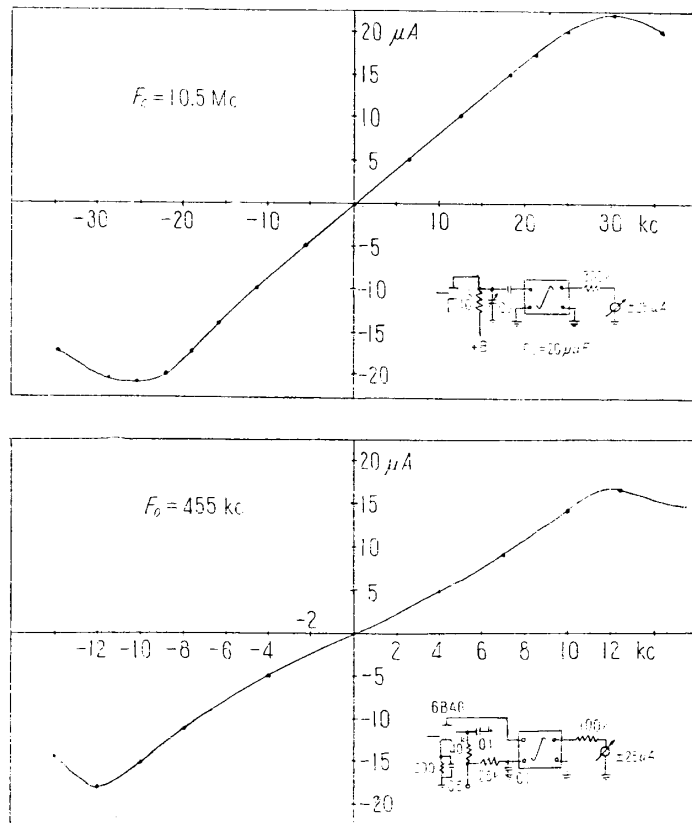


Fig. 9. Characteristics of crystal discriminators.

現在最も有望なものは水晶を用いた周波数弁別器である。これは2個の水晶共振子と2個の検波用ダイオードを用い、共振回線をずらして直流的に逆特性に重ねた形のものである。Fig. 9は東洋通信機の試作品の静特性を示したものである。これによると安定度は充分であるが、直線性の点でなお改善の必要がある。

6. 2. データスタビライザ—その1

周波数追跡装置から得られる周波数は零ドプラシフトのまわりに(6)式で与えられる周波数変移をもっているので、周波数弁別器出力でもこれに比例した電圧が得られる。いま比例常数を無視してこの電圧を

$$\dot{V}_B = \underbrace{V_\alpha \cos \Psi \cdot \cos(\Omega t - \delta_\alpha)}_{\text{交流成分}} + \underbrace{V_\zeta \sin \Psi}_{\text{直流成分}}, \quad V_\alpha = \sqrt{V_\xi^2 + V_\eta^2}, \quad \delta_\alpha = \tan^{-1} \frac{V_\eta}{V_\xi} \quad (21)$$

で示すことにする。ただし伝播遅延時間による誤差は小さいので無視する。data stabilizerはこの弁別器出力を用いて地上座標に対する速度成分  $V_x, V_y, V_z$  を(7)式の変換によって求めることである。すなわち

$$\begin{aligned} V_x &= V_\xi \cos p + V_\eta \sin p \cdot \sin r' + V_\zeta \sin p \cdot \cos r' \\ V_y &= V_\eta \cos r' - V_\zeta \sin r' \\ V_z &= -V_\xi \sin p + V_\eta \cos p \cdot \sin r' + V_\zeta \cos p \cdot \cos r' \end{aligned} \quad (22)$$

Fig. 10はこの計算を正弦波を用いてアナログ的に行なう data stabilizerの構成を示したものである。

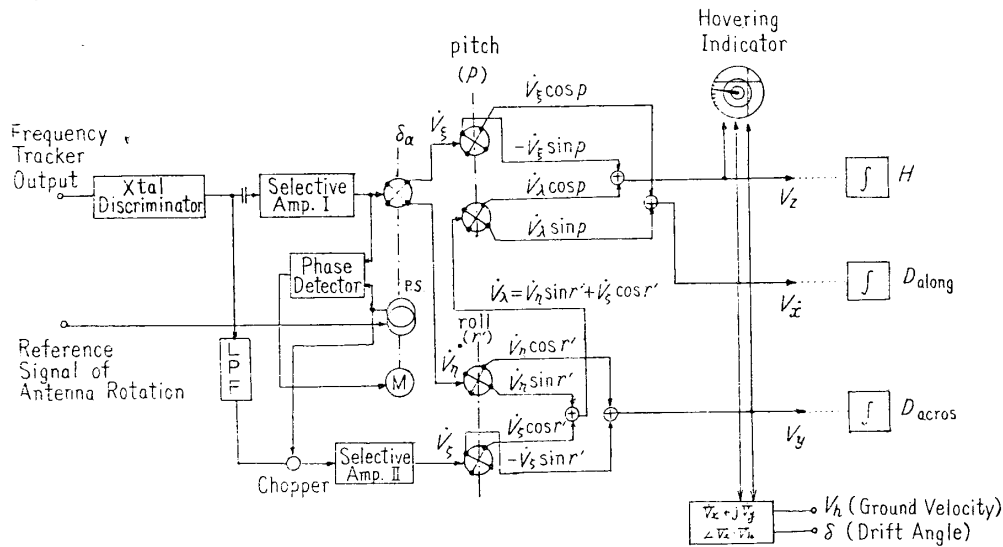


Fig. 10. Data stabilizer.

まず弁別器出力のうち交流成分  $V_\alpha \cos \Psi \cdot \cos(\Omega t - \delta_\alpha)$  のみを周波数  $\Omega$  の狭帯域選択増幅器 I で分離する。(この増幅器の作用は既に周波数追跡装置および周波数弁別器の項で述べた)。次にこの信号と移相器 P.S. を通った空中線回転基準正弦波とを位相検波器に加え、その出力で移相器の軸を回転するモータを駆動する。この系は移相器 P.S. の軸を入力信号の位相角  $\delta_\alpha$  だけ回転させるサーボ系を構成している。一方選択増幅器 I の出力は移相器 P.S. と同軸の sin-cos potentiometer にも加えられているので、その軸が  $\delta_\alpha$  だけ回転した



時の  $\cos$  端子,  $\sin$  端子の出力はそれぞれ次のようになる.

$$\begin{aligned} \cos \text{ 端子: } A_I \cdot \cos \delta_\alpha \cdot V_\alpha \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) &= V_\xi \cdot A_I \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) \\ &\equiv \dot{V}_\xi \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \sin \text{ 端子: } A_I \cdot \sin \delta_\alpha \cdot V_\alpha \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) &= V_\eta \cdot A_I \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) \\ &\equiv \dot{V}_\eta \end{aligned} \quad (24)$$

ただし  $A_I$  は選択増幅器 I の利得である.

一方弁別器出力の直流成分  $V_\zeta \sin \Psi$  は低域濾波器で平滑化した後, 移相器 P.S. 出力の信号 (位相角が基準正弦波に対して  $\delta_\alpha$  だけずれている正弦波) で駆動されるチョッパと選択増幅器 II によって振幅が直流成分に比例し, 位相が  $\delta_\alpha$  の正弦波に変換される. ここで選択増幅器 II の増幅度を  $A_{II} = A_I (\cos \Psi / \sin \Psi)$  に定めておくと, この出力電圧は次のようになる.

$$\begin{aligned} \text{増幅器 II の端子: } A_{II} \cdot V_\zeta \sin \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) &= V_\zeta \cdot A_I \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha) \\ &\equiv \dot{V}_\zeta \end{aligned} \quad (25)$$

(23) (24) (25) 式を比較してみるといずれも同相の正弦波で, ただ振幅がそれぞれ  $V_\xi$ ,  $V_\eta$ ,  $V_\zeta$  に比例しているので, この信号を直流信号と同様に考えて (22) 式の変換演算を交流で行なうことが出来る.

Fig. 10 の右半分には  $\sin$ - $\cos$  potentiometer を用いて (22) 式の演算を行なう構成図が示してあり, 上の一対の potentiometer の軸はピッチ角  $p$  で, また下の一対の potentiometer の軸はロール角  $r'$  で航空機の姿勢に応じて回転するように follow-up servo または synchro receiver で駆動されている. なお図中 potentiometer のあとには緩衝増幅器が挿入されるべきであるが省略してある. 交流を用いて変換演算をやることはこれらの緩衝増幅器の設計が容易になる点で特にすぐれている. 演算過程は更めて説明するまでもなからう.

指示計としてホバリングインジケータを用いる場合には  $V_x$ ,  $V_y$ ,  $V_z$  の各成分を整流して適当なスケールファクタだけ分流器をつけて各端子に加えればよい. 対地速度  $V_h$  と偏流角  $\delta$  を指示させたい時には,  $\dot{V}_x$  と  $90^\circ$  移相させた  $\dot{V}_y$  を加え合せれば対地速度  $V_h = \sqrt{\dot{V}_x^2 + \dot{V}_y^2}$  に相当する交流  $\dot{V}_h$  が得られ, 偏流角  $\delta$  は  $\dot{V}_x$  と  $\dot{V}_h$  の位相角で指示させることが出来る. 飛行距離または高度を知りたいときは  $\dot{V}_h$  (または  $\dot{V}_x$ ) および  $\dot{V}_z$  の積算値を求めればよい.

### 6. 3. データスタビライザ—その 2

前節で述べた data stabilizer は小型軽量のドプラレーダにはやや不向きで, ある程度特性を犠牲にしても軽量化を図りたい場合には次のような簡易化が行なわれる.

その第一は空中線の回転周波数の変動をある程度許容することから生ずる. この場合前節の data stabilizer 中の選択増幅器 I を通過する正弦波の周波数が変動するため, 選択増幅器内での位相推移が変化して見掛け上  $\delta$  の変化となって現われ (23) (24) 式の計算に誤差を生じる. これを避けるためには Fig. 10 の周波数弁別器の出力以後を Fig. 11 (a) のように変更し,  $V_\xi$ ,  $V_\eta$ ,  $V_\zeta$  の速度成分を一たん直流電圧  $\bar{V}_\xi$ ,  $\bar{V}_\eta$ ,  $\bar{V}_\zeta$  の形で得たのち, たとえば 400 サイクルの交流でチョッピングして, 振幅が各成分に比例する交流に変換する方法をとればよい. すなわち弁別器出力の交流成分  $V_\alpha \cdot \cos \Psi \cdot \cos (\Omega t - \delta_\alpha)$  と基準正弦波から作っ

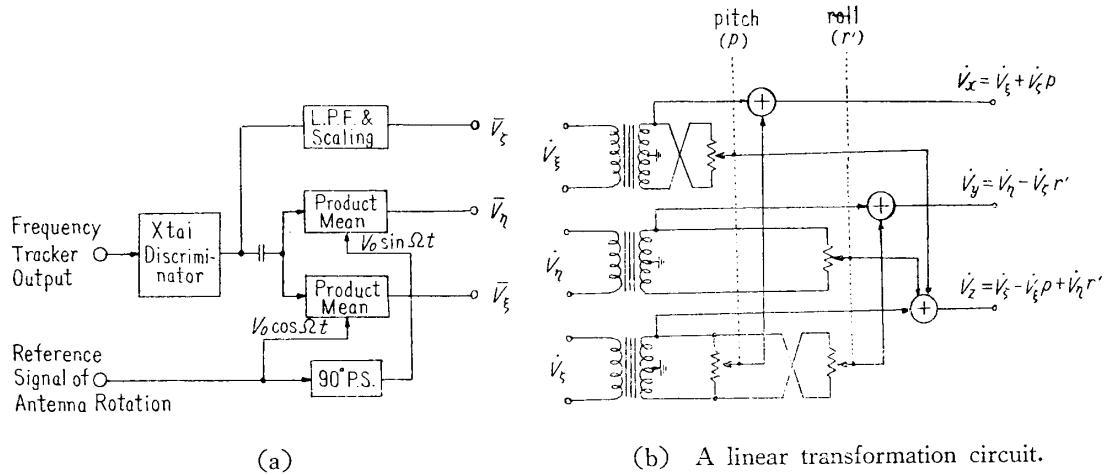


Fig. 11. A simplified data stabilizer.

た一定振幅の交流  $V_0 \cos \Omega t$  との積の平均値をとれば

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} V_0 V_\alpha \cos \delta_\alpha \cos \Psi &= V_\xi \cdot \frac{1}{2} V_0 \cos \Psi \\ &\equiv \bar{V}_\xi \end{aligned} \tag{26}$$

また基準正弦波から作った一定振幅の交流  $V_0 \sin \Omega t$  との積の平均値をとれば

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} V_0 V_\alpha \sin \delta_\alpha \cdot \cos \Psi &= V_\eta \cdot \frac{1}{2} V_0 \cos \Psi \\ &\equiv \bar{V}_\eta \end{aligned} \tag{27}$$

となって  $V_\xi, V_\eta$  に比例する直流電圧が分離できるのである。垂直速度成分  $V_z$  は弁別器出力の直流成分  $V_z \sin \Psi$  にスケールファクタ  $\frac{1}{2} V_0 \cos \Psi / \sin \Psi$  を掛ければ直ちに (26) (27) 式と同じスケールの直流電圧

$$\bar{V}_z \equiv V_z \cdot \frac{1}{2} \cdot V_0 \cos \Psi \tag{28}$$

が得られるのである。

この積回路は本当の積回路でもよく、また基準正弦波から作った信号で開閉するゲート回路でもよい。またこの方式を Fig. 8 の周波数追跡器と組み合わせる場合、V.C.O. の発振出力を弁別器に通した電圧を用いるかわりに、V.C.O. 入力電圧を弁別器出力と同等に使ってもよい。ただし、この場合には V.C.O. の FM の安定度と中心周波数安定度が問題になり、特に後者の安定度が悪いので垂直速度成分  $V_z$  は得られなくなる。

第二の簡易化は航空機の姿勢の傾きが小さいことを考慮した場合である。もし  $x < 10^\circ$  ならば  $\cos x \approx 1, \sin x \approx x$  とおき、二次以上の微小項を無視しても差しつかえないので、(22) 式の変換は非常に簡単な次の一次式になる。

$$\begin{aligned} V_x &= V_\xi && + V_z \cdot p \\ V_y &= & V_\eta & - V_z \cdot r' \\ V_z &= -V_\xi \cdot p + V_\eta \cdot r' + V_z \end{aligned} \tag{20}$$

したがってこの変換演算装置は交流信号に対しては変圧器と共通軸をもつ2組のポテンシオメータを用いて Fig. 11 (b) のように構成出来るのである。

## 7. 結 言

従来用いられて来たビーム切換型ドプラレーダとは異なって新しく考案した回転ビーム型ドプラレーダ、すなわち1個のビームを垂直軸と一定の角度を保ちつつ軸のまわりに連続的に回転させるドプラレーダについて、受信ドプラ情報の解析と、それを基にした具体的なドプラレーダの設計について論じた。この方式の持長は航空機の姿勢如何にかかわらずドプラシフトが正弦波状に変化するいわゆる連続情報が得られることであって、これは従来のビーム切換型がサンプル形であったのと大きな相違点である。このことは機器の構造が著しく簡易化される原因をなしている。またこの方式は全方向性をもっているので大型機はもちろん、ヘリコプタのように前進後退運動を行なう航空機に対しても利用することが出来るのである。

本方式の設計に当って取り入れられた新しい点は次の諸事項である。

- (i) 回転ビーム空中線
- (ii) 正負のドプラシフトの測定可能な FMCW 方式
- (iii) 正弦波的に変化するドプラシフトを連続的に追跡する周波数追跡装置（2種類）
- (iv) 回転ビーム型ドプラレーダに最も適した正弦波信号を用いる analog data-stabilizer  
そしてこれらの組み合わせで構成される回転ビーム型ドプラレーダの特長としては次の諸点をあげることが出来る。
  - (i) ビームが1本であるため空中線系が小型になり、かつ開口面が有効に使用できる。
  - (ii) 回転ビーム型では正弦波状ドプラシフトが連続的に得られるので、信号をアナログ操作で取り扱うのに便利であり、装置の簡易化ができる。
  - (iii) 全方向性であるので前進後退運動またはホバリングをする航空機に対しても適用できる。
  - (iv) 信号が回転の一部分で drop-out しても全体の機能に支障を生じない。
  - (v) 周波数追跡器が1個で足り、しかもビーム切換型におけるような保持時間中の誤差がなくなる。
  - (vi) 周波数追跡装置の track monitoring が非常に容易になる。この観点から考えるとビーム回転は pre-sensing と言える。
  - (vii) データスタビライザの構成が簡単で、しかも精度の高いものが実現出来る。

本論文は現在までに行なわれた回転ビーム型ドプラレーダの設計基準の検討をとりまとめたものであって、これを具体化するにはなお多くの問題が残されている。たとえば回転ビーム空中線の具体的な設計と検討、送受信方式、周波数追跡装置、データスタビライザなどの特性や精度の検討などがある。現在、昭和 36 年度の文部省試験研究費をもって小型軽量の機上ドプラレーダを目標に試作を進めており、具体化の問題点を逐次解決しつつある。今後この試作を通してドプラレーダ総合系の特性や精度の向上に努める考えである。

この研究は航空研究所計測部において過去数年にわたるドプラレーダの研究の一成果として生れたもので、直接本論文に記載された事柄にたづさわった者ばかりでなく、多くの基礎

研究に従事した諸氏に負う所が大きい。筆を擱くに当り、この研究に多大の関心をもたれ御援助いただいた当研究所所長福井伸二教授、ドプラレーダの試作に御協力をいただいている日本電気株式会社田村博、香川揚一の両氏、東京芝浦電気株式会社竹谷武男、山中恒夫、黒川篤の諸氏、三菱電機株式会社山下精一、渋谷裕の両氏、東京大学生産技術研究所沢井善三郎教授および当研究所計測部の諸氏に心からの感謝の意を表する。

1961年11月6日 計 測 部

### 参 考 文 献

- [1] 例えば W.R. Fried: Principles and Performance Analysis of Doppler Navigation System, IRE Trans. of ANE, Vol. ANE-4, No. 4 p. 176 (Dec. 1957).
- [2] F.A. McMahon: The AN/APN-81 Doppler Navigation System, IRE, Trans. of ANE, Vol. ANE-4, No. 4 p. 202 (Dec. 1957).
- [3] R.K. Brown, et. al.: A Lightweight and Self-contained Airborne Navigation System, Proc. IRE, Vol. 47, No. 5, p. 778 (May 1959).
- [4] 東口: データ安定方式, 本集報 p. 585.
- [5] 田宮: 各種機上ドプラレーダの性能の評価, 本集報 p. 510.
- [6] 田宮, 東口, 橋本: 機上ドプラレーダ用周波数追跡装置, 本集報 p. 595.
- [7] 岡田, 田宮, 橋本: 周波数自動追跡装置の一方法とその応用, 電気四学会連合大会, 昭和 36年4月, p. 1642.