

機上ドプラレータ用周波数追跡装置

田 宮 潤
東 口 實
橋 本 吉 郎

The Frequency Tracker of Airborne Doppler Radars

By

Jun TAMIYA, Minoru HIGASHIGUCHI,
and Yoshiro HASHIMOTO

Abstract: For the measurement of velocity vectors of an aircraft with a Doppler radar, it is the most complicated problem to determine the center frequency of received Doppler signals, because the signals have noise-like waveform of Gaussian frequency spectrum, accompanied by background noise. In this paper, the frequency measuring devices are first reviewed, with an emphasis on the fact that frequency tracking is an essential one for attaining the accurate frequency measurement and for improving the threshold signal level. Then, two types of the frequency tracker, the filter-weighting and the synchronous discriminator method, are investigated theoretically and experimentally. The latter is a new method developed in our laboratory. The experimental results shown here may be useful for understanding the fundamental characteristics of the frequency tracker.

概 要

自立航法用ドプラレーダで航空機の世界ベクトルを求める場合に問題になるのは受信機部から得られるドプラ偏移信号が周波数軸上にある幅を持って広がる雑音性信号であり、かつ背景雑音をとまなうので、この信号の中心周波数を求めるにはどのようにしたらよいかということである。本論文ではまず各種の中心周波数の測定法を概観し、このような場合にはサーボを用いた周波数追跡装置を用いることが S-N 比を改善する上に極めて有効であることを述べてある。更にこの装置を構成するには linear な制御方式よりも on-off 制御を行なわせる方が残留誤差の点で優れていることを示し、この内特に実用機として有望と思われる filter-weighting 方式と新しい synchronous detection 方式について理論的かつ実験的に検討したものである。

目 次

- | | |
|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 1. 緒言 | 3.3.3. 計算部 |
| 2. 周波数の検出と追跡 | 3.4. filter-weighting 方式における特異性 |
| 2.1. 直接中心周波数を測定する方法 | 3.4.1. 低周波数端における異常現象 |
| i) 零交叉計数方式 | 3.4.2. 周波数追跡サーボ系としての考察 |
| ii) 周波数弁別器方式 | |
| iii) 自己相関方式 | |
| iv) linear な synchronous detection 方式 | 4. synchronous detection 方式 |
| 2.2. 周波数追跡装置を用いる方法 | 4.1. 原理 |
| i) filter-weighting 方式 | 4.2. 実際の回路構成 |
| ii) synchronous detection 方式 | 5. 緒言 |
| 3. filter-weighting 方式 | 参考文献 |
| 3.1. 機能 | 附録 A-1. weighting filter の特性 |
| 3.2. filter-weighting 方式の主ループの検討 | A-2. 受信信号周波数スペクトルの一部分が欠損した場合の中心周波数の移動 |
| 3.3. 試作周波数追跡装置 | A-3. synchronous detection 方式の補遺 |
| 3.3.1. 周波数追跡サーボ部 | A-4. 広帯域移相回路の設計 |
| 3.3.2. 周波数計測部 | |

1. 緒 言

ドプラ信号の偏移は送信電波のビーム方向と地表面との相対速度および送信周波数によってきまる。従ってドプラ偏移の周波数を求めれば、これから航空機 の速度ベクトルがわかり対地速度、偏流角、垂直速度を算出することができる。しかし機上ドプラレーダの場合、ドプラ偏移をうけた受信信号は単一周波数の線スペクトルではなく広がりをもった信号であり、ビームの形と方向により異なるが、ほぼ $f_d/10$ (f_d はドプラ偏移の中心周波数*) の帯域幅をもつ雑音性信号 [1] で、その中心周波数は実用機において百ないし数千サイクル程度である。そしてこの信号が一様なスペクトルをもつ背景雑音に重畳された形で受信機出力に現われる (Fig. 1.1)。したがって周波数追跡装置はこのような信号をその中心に相当する信号 (例えば単一周波数の正弦波) に変

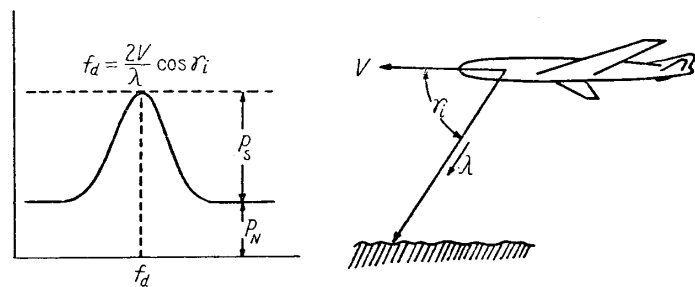


Fig. 1.1. Frequency power spectrum of the received Doppler signal, and beam configuration.

* 厳密には中心周波数なるものは存在せず平均の中心周波数で、以下本論文を通じこれを便宜上中心周波数と呼ぶことにする。

換するものであって、中心周波数の移動に応じてこれを連続的に追跡するものであることが必要である。

2. 周波数の検出と追跡

前章に述べたような性質の信号の中心周波数を検出する手段としては大別して静的な方法 (open loop) とサーボ系を用いる方法 (closed loop) に分けられる。

次にこれらの方式を検討する。

2.1. 直接中心周波数を測定する方法

これはサーボ系を用いることなく入力信号 f_d を linear な discriminator を用いて直接直流成分に変換する方法である。これを discriminator の構成法から i) 零交叉計数方式, ii) 周波数弁別器方式, iii) 自己相関方式および iv) linear な synchronous detection 方式の四つに分類する。

i) 零交叉計数方式 [2]

ドプラ受信信号を充分増幅した後 Fig. 2.1 のような構成で零レベル交叉数を計測するものである。電力スペクトル $S(f)$ を持った雑音性信号の毎秒当たりの計数期待値 N は

$$N = 2 \times \left[\int_0^{\infty} f^2 S(f) df \middle/ \int_0^{\infty} S(f) df \right]^{1/2}$$

によって求められる [3]。いま信号 f_d の変化する全帯域を 0~15 kc, ドプラスペクトルを $Q=10$ の雑音性信号として幾つかのレベルの白色雑音 (帯域幅 0~15 kc) に対して S-N 比をパラメータとして数値計算を行なうと Fig. 2.2-(a) を得る。一方擬似信号発生器 [9] を用いて同様な条件の下における零交叉数を実測した結果を Fig. 2.2-(b) に示す。

これらからわかるように信号 f_d が小さい所では背景雑音の影響で単位時間当たりの零交叉数は真のドプラ中心周波数 f_d より大きくなる。一方信号 f_d が高い所ではドプラスペクトル

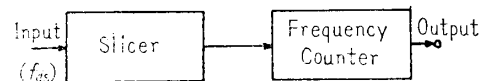


Fig. 2.1. Zero-cross counting method.

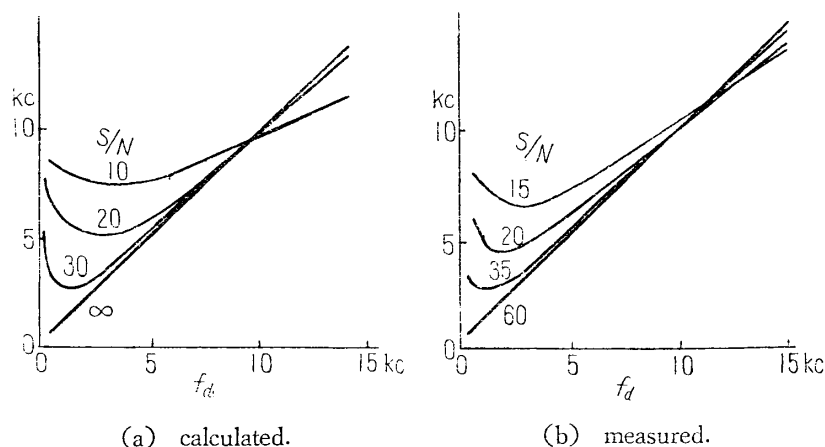


Fig. 2.2. Number of zero-cross vs. center-frequency of the Doppler signal.

の広がりすそが遮断周波数 (15 kc) で切られるため単位時間当りの零交叉数は真のドプラ中心周波数 f_d より小さくなる。またこの方式では S-N 比がかなり良くないと充分正確な値が得られないことがわかる。

ii) 周波数弁別器方式

通常の意味の周波数弁別器を用いてドプラ偏移に比例する直流出力を得るものである。普通は周波数弁別器の構成を容易にするためドプラ偏移信号を周波数軸上高い方に移動させた形で取り扱われる。特に考慮を要する点は弁別器の長時間安定度である。

iii) 自己相関方式 [4]

Fig. 2.3 に示した回路で信号をいまかりに正弦波 $E \sin \omega t$ とし、遅延回路の遅れを τ 秒とすれば乗積回路の出力は

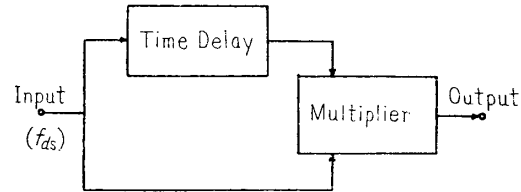


Fig. 2.3 Auto-correlation method.

$$E \sin \omega t \times E \sin \omega(t-\tau) = \frac{E^2}{2} \{ \cos \omega \tau - \cos(2\omega t - \omega \tau) \}$$

となる。従ってこの直流成分は $(E^2/2) \cos \omega \tau$ となる。いま ω を中心周波数 f_d の信号を周波数 f_l だけずらす、すなわち $\omega = 2\pi f_l + 2\pi f_d$ とし、 $\tau = 1/4 f_l$ にとっておくと、直流出力は次のようになる。

$$\text{直流出力} = -\frac{E^2}{2} \sin 2\pi f_d \tau$$

従って $2\pi f_d \tau = \frac{\pi}{2} \frac{f_d}{f_l} \ll 1$ に選んでおけばドプラ偏差 f_d に比例する直流出力が得られることになる。一般に幅のあるドプラスペクトルに対しては各周波数成分について上式を適用し積分すればよい。

iv) linear な synchronous detection 方式 [5]

これについては 4.1. synchronous detection 方式の原理および附録 A-3 にのべてある。この方式は信号 f_d がある位相特性をもつ回路を通るときに生ずる位相の変化を利用して相関を取る方式であって、自己相関方式の一変形とも考えられる。

2.2. 周波数追跡装置を用いる方法

2.1. に述べた静的な方法では信号 f_d が取り得る全周波数領域にわたって常に信号が通過できるような状態にしておかなければならない。従って信号スペクトル幅 (一般に f_d/Q , $Q \approx 10$) のほかにこの全周波数領域内におちるすべての背景雑音の影響を受けることになる。従って f_d のとりうる周波数領域内では全く S-N 比の改善をほどこす方法がない。しかしサーボ系を用いるものでは常に信号の中心周波数を追跡するのであるから信号のとり得る全周波数領域の信号を検出する必要がなくなり、サーボ系全体が一つの狭帯域可変周波数濾波器と等価であると考えられるのでこの濾波器に対応した S-N 比の改善が得られる。この等価的濾波器は信号のスペクトルと同じ形であることが最も望ましいから、周波数追跡装置の濾波器の帯域幅 B_T を $B_{T} = f_{d\max}/Q$ ($f_{d\max}$ はドプラ信号の取り得る最大周波数) とすれば、周波数追跡装置の入力信号の帯域幅が B_{IN} (B_{IN} は $f_{d\max}$ とほぼ等しい)

であり、この帯域全体にわたって一様な背景雑音が存在するとき、この濾波器による S-N 比の改善度は

$$\frac{B_{IN}}{B_{FT}} \doteq \frac{f_{dmax}}{f_{dmax}/Q} = Q$$

となる。従ってサーボ系を用いた測定方法、すなわち、周波数追跡装置ではサーボ系を用いない静的な方法、すなわち、直接中心周波数を測定する方法よりも“ドプラ信号の Q 倍だけ S-N 比の改善が得られる”ことになる。

周波数追跡装置および直接中心周波数を測定する装置では周波数弁別器の後に平滑または狭帯域濾波回路を使用し適当な時間の積分を行なって周波数弁別器の出力に現われる不規則な中心周波数の変動を平均化している*。この積分時間は送受信機系と周波数弁別器はもちろんのこと特に航空機の運動および地形等を考慮に入れて決めねばならない。

それでは周波数追跡装置はどのように構成したらよいかを次に検討する。これは周波数軸上のサーボ系で帰還回路によって入力信号の中心周波数を追跡して行く方式で、その基本的構成は Fig. 2.4 のようになる。ここでサーボの制御方式から比例制御と on-off 制御に分けて考える。比例制御方式ではループ利得を μ 、帰還回路の帰還量を β とすれば

$$\beta/(1+\mu\beta)$$

だけの off-set が存在しこれが

直接誤差となって出力信号に現われてしまう。一方 non-linear な on-off 制御方式では入力信号の中心周波数の上下を常に追跡して行く。従って周波数追跡装置への入力信号の性質—先にも述べたようにドプラレーダの送受信装置の方式および航空機の対地運動により決まる—および周波数追跡装置のサーボの安定度によって決定される適当な時定数をサーボ系に選ぶならば比例制御方式に比べて充分 off-set を小さくできる。

先にも述べたようにこのサーボ系を一つの変可周波数狭帯域濾波器と考えれば S-N 比を改善するためにはできるだけ濾波器としての帯域幅を狭くしなければならない。この場合には当然周波数を追跡し得る周波数領域が狭くなってしまふ。従って入力信号の S-N 比が非常に悪くなった場合や信号の中心周波数が追跡し得る帯域からはずれてしまった場合などのために記憶装置および搜索装置を附属しなければならない。これらは共に信号のレベルが一定の臨界値より下がった時に動作させるようにしておき記憶または搜索中に信号が回復すれば再び追跡の状態にもどせばよい。

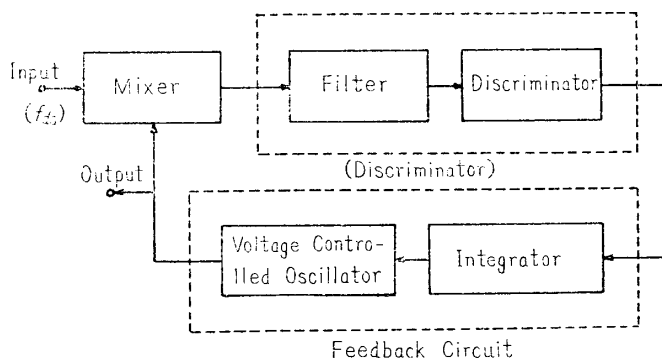


Fig. 2.4. Basic block-diagram of the frequency tracker.

* この平均化は周波数追跡装置の threshold level の改善にはならない。

具体的に比例制御サーボを構成するには弁別器として 2.1. に述べた直接中心周波数を測定する方式のいずれを選んでもよい。しかし前に述べたように on-off 型の制御の方が優れていることを考えてここに使用する弁別器を挙げてみると linear な discriminator の出力を non-linear な素子に通して制御を行なう方式, filter-weighting による方式および synchronous detection 方式によるもの等が考えられる。このうちで最も有望と思われる filter-weighting 方式および synchronous detection 方式の概要を次に述べ、それぞれの原理と実際の回路構成および実験の結果を第3章と第4章に述べる。

i) filter-weighting 方式 [4]

これは簡単には Fig. 2.5 に示すごとく入力信号を二つの濾波器に通して検波しその出力

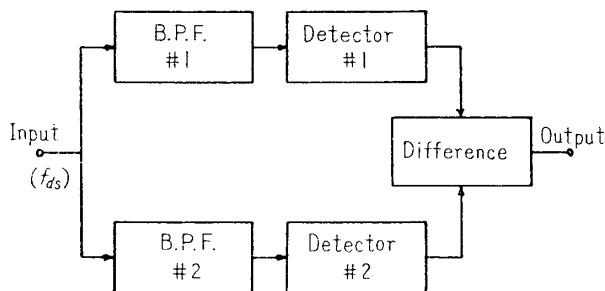


Fig. 2.5. Filter-weighting method.

を比較したものと思えばよい。これはクロスビー形の周波数弁別器と考えることもできるが、この場合の重点は周波数に対する弁別特性の直線性よりもむしろドプラ中心周波数が既知の周波数に対して正か負かを両方の濾波器を通過する電力の差で弁別することにある。このとき使用する濾波器の帯域幅はドプラスペクトルと同じであることが望ましく、2個の濾波器の間隔はドプラスペクトルの帯域幅と等しいことが望ましい [4]。またそれぞれの濾波器の特性の長時間安定度が重要である。この対策として第3章で述べるように1個の濾波器を二つの周波数に切替えて使用する方法が好んで用いられる。

ii) synchronous detection 方式 [6]

filter-weighting 方式では第3章で詳しく述べるように VCO (voltage controlled oscillator) の周波数を矩形波で FM することによって、濾波器の位置がドプラスペクトルより高いか低いかを検出している。従って VCO の出力としてはドプラシフトの中心周波数を追跡しながらしかもそれに矩形波 FM がかったような連続波となる。これに対してドプラシフトの中心周波数をセンシングすることなく追跡し、出力としてドプラ偏移の中心周波数をそのまま代表するような連続正弦波が得られないであろうか。この様な要求を満足する周波数追跡装置として信号の位相の自己相関をとることによって、この信号の中心周波数が“ある既知の信号より高いか低いか”の情報が得られる新しい synchronous detection 方式を考案した。この原理と回路構成については第4章に述べる。

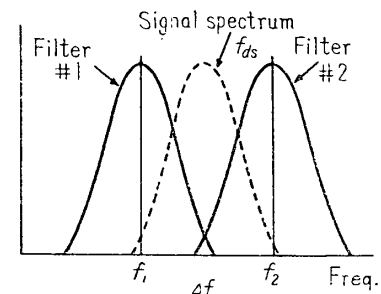


Fig. 2.6. Relation of the Doppler signal spectrum and the weighting filters on frequency axis.

3. filter-weighting 方式

3.1. 機能

filter-weighting 方式の周波数追跡装置を考えると問題となるのは次の諸点であろう。(1) filter-weighting を行なうための2個の濾波器の特性とその中心周波数の間隔, (2) サーボ系としての時定数をどのようにとるべきか, (3) 無信号時に周波数追跡装置をどのような状態におくべきか, (4) 周波数追跡が直接可能な領域外に信号スペクトルが現われた場合にはこれをどのように発見し, また検索するか。

これらの内で (2) (3) および (4) の問題は既に第2章で述べたように filter-weighting 方式に限ったものではないがこの方式と考え合わせて最も適した機構となるように定めなければならない。(1) の問題については既にその周波数スペクトルの形がガウス分布形であるような雑音性の信号の中心周波数を測定する場合の問題として議論されたものがある [2] [3] [4]。その中では積分時間の問題を考慮に入れて出力信号の動揺についてもふれてあるが, かなり複雑な条件となるので今ここでは積分時間を無限大として単純化した計算の結果で考える (附録 A-1 参照)。

weighting-filter の半値幅を $2\Delta f_m$, 2個の filter の中心周波数の間隔を $2f_v$, ドブラ信号スペクトルの幅を $2\Delta f_d$ とすれば

$$f_v = 0.424 \Delta f_m \sqrt{1 + (\Delta f_d / \Delta f_m)^2} \quad (3.1)$$

とした場合が最も感度が良く, $\Delta f_m = \Delta f_d$ に選ぶのが最良の条件となる。

前にも述べたごとく“完全な周波数追跡装置”を構成するためには周波数追跡部 (主ループ) のほかに記憶機構, 検索機構を備えなければならない。更にアナログまたはデジタルな出力を取り出すための周波数計測部 (従ループ), 対地速度計算機あるいはデータスタビライザ等が含まれることになる。

この考え方で構成したものに例えば AN/APN-81 に用いられた方式がある [7]。

そこで主ループのサーボ系の実験的検討および周波数追跡装置全体としての構成および機能の問題点を明らかにする目的で以下に述べる様な装置を試作した。

3.2. filter-weighting 方式の主ループの検討

filter-weighting 方式における filter の形, およびその中心周波数の間隔の決定に対する資料を得るために Fig. 3.1 に示す構成で Fig. 3.2 に示す回路を試作した。この装置では制御電圧に対して周波数が直線的に変化し, その特性が安定な局部発振器を用いた。すなわち局部発振器制御用ポテンシオメータの回転角が f_d に比例する構成をとった。また2

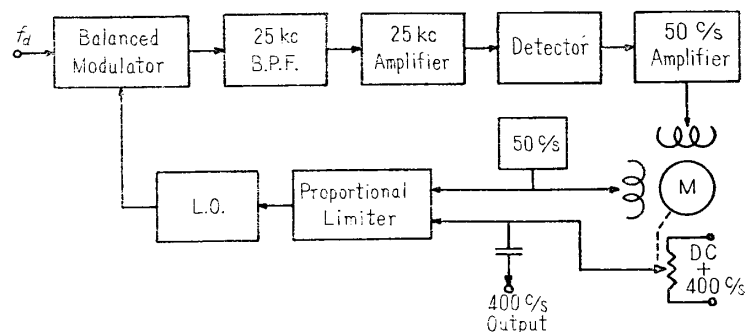


Fig. 3.1. Main servo loop in an experimental frequency tracker employing the filter weighting method.

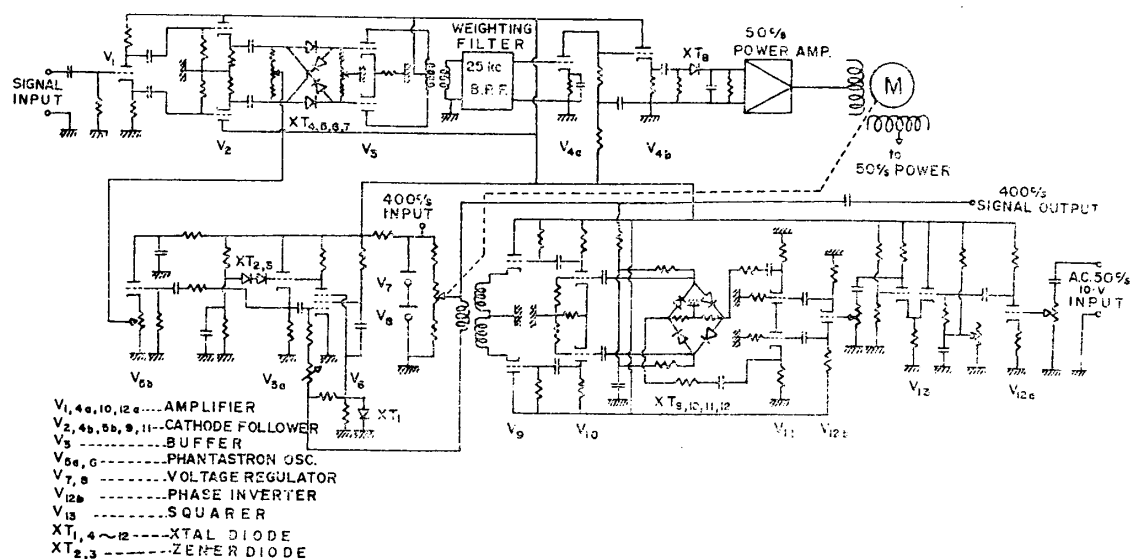


Fig. 3.2. Schematic diagram of Figure 3.1.

個の濾波器を用いるとその長時間の変化が誤差を生じる。そこでここでは局部発振周波数を矩形波で周波数変調して1個の濾波器を時分割使用の形にし、等価的に2個の濾波器を得た。一方積分および制御検出部として2相サーボモータを用い、上に述べた矩形波の周波数をこの2相サーボモータの動作周波数に一致させて簡略化する方法をとった。この場合は後に述べる直流モータ方式に比べて位相検波器を必要としない利点がある。

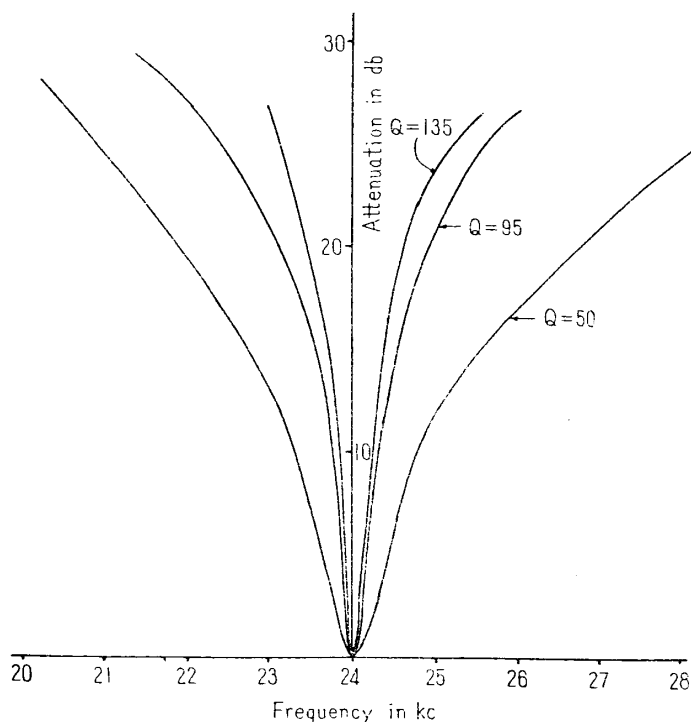


Fig. 3.3. Frequency characteristics of variable Q filter.

試作装置は Fig. 3.1 の各部について次に述べる回路を用いた。帯域濾波器 BPF として中心周波数 f_m が 24 kc の共振回路を用い、並列に負性抵抗回路 [8] を附加してその帯域幅 (Q) を変化させ得るようにした。この特性は Fig. 3.3 に示したようになり、 Q を 135, 95, 50 に選ぶことができる。50 c/s 増幅器は通常の真空管増幅器を用い、測定の便利のために選択性を持たせることもできるようにしてある。サーボ用のポテンシオメータは 10 回転のヘリカル型を用いた。

次に比例制限器は局部発振周波数を $f_L \pm f_c$ の二つの値に変

化させるための制御電圧を発生させるものである。すなわちその出力電圧は局部発振周波数の直流成分 f_L を $f_a + f_m$ に等しく制御するための直流電圧に交流成分 $\pm f_v$ を与えるための 50 c/s の矩形波電圧を重畳させた形を持っており、交流成分で weighting 用濾波器の切換動作を行なわせている。ここで f_v は f_a に対して (3.1) 式の関係 (ただし $\Delta f_a \approx f_a / 20$) を満足させた場合が最適である。しかし簡単な方法で所要の変化をさせるのは困難であるのでほぼ f_a に比例した f_v が得られるような回路構成とした。

また局部発振回路は制御電圧に対する発振周波数の直線性が良いこと、周波数の可変範囲が広いこと、更に供給電圧の変動等に対して安定であることから遮へい格子結合型ファンタストロン発振器を用いた。しかしこの発振周波数制御特性の変動は使用する5極管の特性の変動によっておこる。すなわち線条電圧による bottoming 電圧の変動や陽極供給電圧の変動によるカットオフ点の変動が問題となる。そこで定電圧ダイオードを使用して陽極電圧の動作範囲をその zener 領域に納めると共に bottoming point が線条電圧によって変る影響を避けてある。そこでこの回路の安定性は使用するコンデンサ、抵抗および定電圧ダイオードの安定度のみで定まり電源電圧が数%変化しても発振周波数の変化は全く見られない。この回路の制御電圧対発振周波数の特性を Fig. 3.4 に示す。

このとき BPF の出力は $f_L - f_a - f_m \geq 0$ に応じて次のような出力を生ずる。すなわち局部発振周波数が $f_L + f_v$ の時の出力が $f_L - f_v$ の時の出力よりも小さいかまたは大きいかに応じて、検波器出力には変調矩形波と逆相あるいは同相の 50 c/s 信号が得られる。そこでこれを増幅した後2相サーボモータの制御巻線に与え、 f_L と $f_a + f_m$ の偏差を零にするように f_L 制御電圧を制御する。したがってこの制御系は2相サーボモータで完全な積分動作を行っているのでI型制御系である。前述のごとく濾波器の形は追跡すべき周波数スペクトルの形と同じであることが望ましいが、例えば 0.5 ~ 15 kc のような広い範囲を考える場合には1個の濾波器を用いる限り全領域にわたって最適条件を満足させることはできない。そこでここではほぼ中心附近の周波数に最適となるように $2\Delta f_m = 0.4$ kc ととった。この場合 $f_a = 0.5 \sim 15$ kc に対して $f_v = 0.15 \sim 0.6$ kc, また最小誤差を0.1%となるようにループ利得を定めると最大引込範囲は $f_a \pm (0.7 \sim 2.5)$ kc となるべきことが予想される(附録 A-1 参照)。

この試作装置の検波出力の f_L に対する特性は濾波器の Q が 135 のとき Fig. 3.5 に示すようになっている。また最大引込範囲を検討するために雑音擬似信号発生器 [9] から背景雑音がなくて Q が 10 である信号を加えて実験した。その結果、周波数追跡装置を中心周波数 6.594 kc の信号に対して追跡完了の状態にしておいた時に、引き込み可能な範囲は

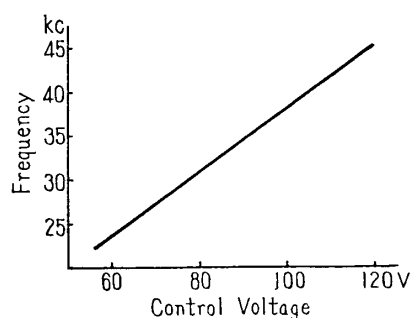


Fig. 3.4. Frequency vs. voltage characteristics of the voltage controlled phantatron oscillator.

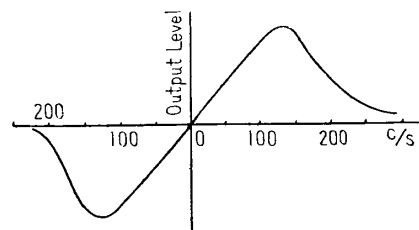


Fig. 3.5. Frequency response of the filter-weighting detector.

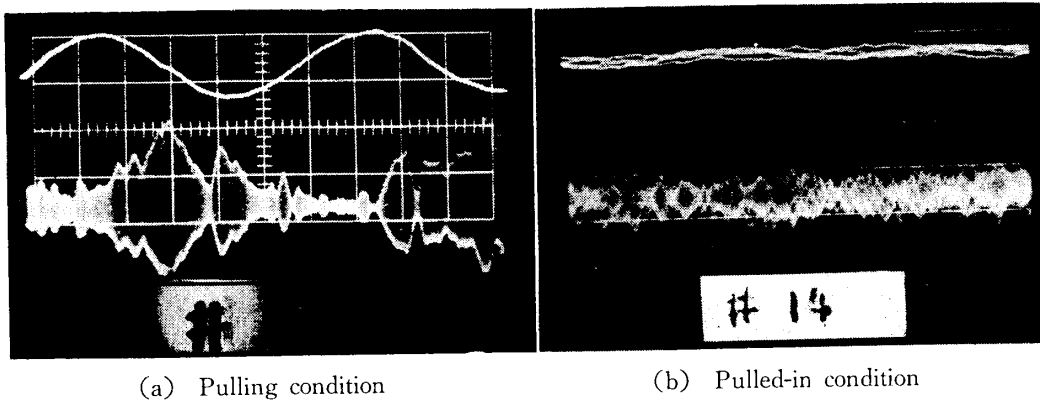


Fig. 3.6. Output waveforms of the weighting filter (lower) and the filter-weighting detector (upper).

上限中心周波数 6.82 kc 下限中心周波数 6.4 kc であった (サーボ増幅器利得 = 36 db). 引き込み可能な範囲が上下非対称であるが, このことについては 3.4. で述べる. これらの信号を追跡中の状態および追跡完了の状態 (すなわち, $f_L \neq f_a + f_m$ および $f_L = f_a + f_m$ の状態) の入力波形と検波出力波形を Fig. 3.6 に示す.

3.3. 試作周波数追跡装置

無信号時の記憶機構および搜索機構を含めてほぼ完全な周波数追跡装置の機能を吟味する意味で次に述べる装置を試作した. これは別の論文 [10] に述べられている機上ドブラレーグ用試作送受信機と組み合わせ, これによって得られる受信信号の周波数追跡を行なうことを目的としたものである. すなわち, 空中線系は λ 型の 3 ビーム方式であり, 各ビーム方向の速度成分に応じた信号が順次周波数追跡装置の入力に加えられる. そして周波数追跡装置の出力は各ビーム方向成分に対応した 3 個のアナログ信号が交流 (400 c/s) の電圧として得られるようにしてある. またここで試作したものにはリゾルバを用いた交流アナログ方式のデータ安定装置 [11] も一緒に含まれている. この装置は機能上周波数追跡サーボ部, 周波数計測部, 計算部の 3 部分に分けることができる. このうち周波数追跡サーボ部には無信号時の記憶および搜索の機能が含まれてある. 各部の機能について説明する前にこの試作装置の主要特性の概要を次に示す.

1. 周波数追跡方式: filter-weighting による I 型サーボ.
2. weighting filter の中心周波数: 25 kc
3. filter の帯域幅: 約 400 c/s
4. 局部発振周波数: 26~40 kc
5. 追跡周波数範囲: 1~15 kc
6. 比例制限比: 約 1/10
7. サーボ弁別周波数: 30 c/s
8. 記憶方式: ポテンショメータの摺動子の位置
9. S-N 弁別方式: 受信機 IF 段の AGC 出力による.
10. 自動搜索追跡の切換: LPF 出力と BPF 出力との比較で行なう.
11. 周波数計測方式: 定振幅, 定時間幅パルスの積分による.

- 12. 周波数計測部出力: ドプラ周波数に比例した 400 c/s 交流電圧.
- 13. 計算方式: 400 c/s 交流サーボ型アナログ計算機.
- 14. 計算部出力: 対地速度, 偏流角, 垂直速度.

3.3.1. 周波数追跡サーボ部

周波数追跡サーボ部の主要部分である主ループは Fig. 3.7 に示す構成でほとんど 3.2. で述べたものと同じである。ただサーボモータとして直流モータを用いたので BPF 出力を振幅検波した後に基準信号と比較して位相検波を行ない, 正負の直流信号を得ている。また局部発振器としてマルチバイブレータを用

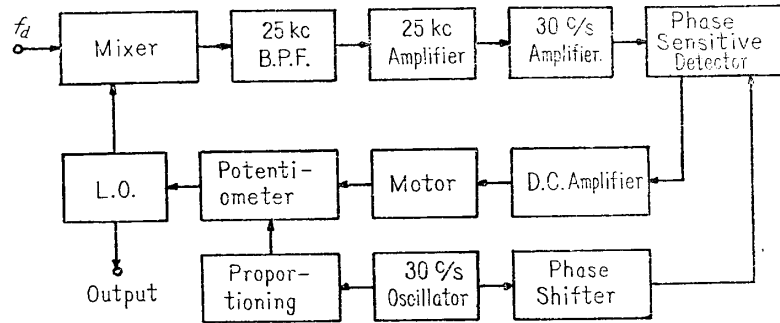


Fig. 3.7. Block diagram of the frequency tracker main loop in the experimental Doppler radar set.

い, 濾波器切換用矩形波 FM 信号の周波数を 30 c/s として電源からの影響を除くようにしてある。一方本試作装置ではさきに述べたように 3 個のビーム方向の速度成分を順次ドプラ周波数として検出し保持しておくことが必要であるので直流サーボ増幅器 (サイクロン増幅器), 直流サーボモータ, 主ループの局部発振周波数制御用ポテンショメータをそれぞれ 3 組備えておりこれを順次空中線ビームに応じて切り換え, 1 ビームに対して上の 1 組の回路部分に対応させる構成となっている。ここで使用する BPF の特性は Fig. 3.8 に示すようなものであり, ドプラ周波数対位相検波器出力の特性は Fig. 3.9 のようになっている。

この部分には更に Fig. 3.10 に示す記憶, 搜索の機能をもつ回路が組み合わされている。これは受信信号の S-N 比が低下し追跡動作を充分に行なえなくなった場合には, これを送受信機部の AGC 電圧で検知しビームチャンネルの切り換えを中止して, サーボモータを停止させポテンショメータを保持して記憶させるようになっている。次に S-N 比が周波数追跡装置を充分に動作させる程度になった場合には再びビームチャンネル切り換え動作を行

なわせると同時に Fig. 3.10 の搜索回路が動作し始める。すなわち, BPF と LPF は Fig. 3.11 に示す特性をもっているので LPF に出

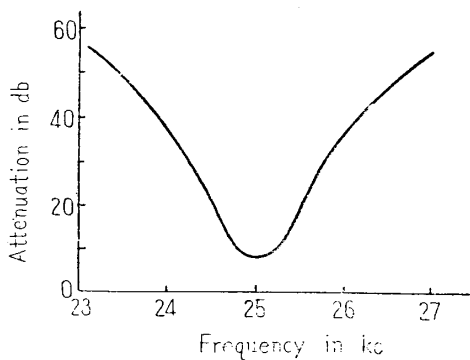


Fig. 3.8. Frequency characteristics of the weighting filter.

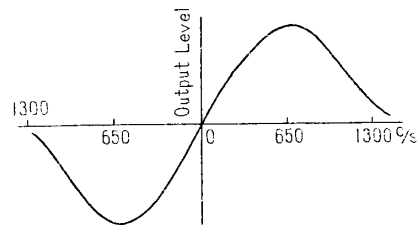


Fig. 3.9. Frequency response of the filter-weighting detector.

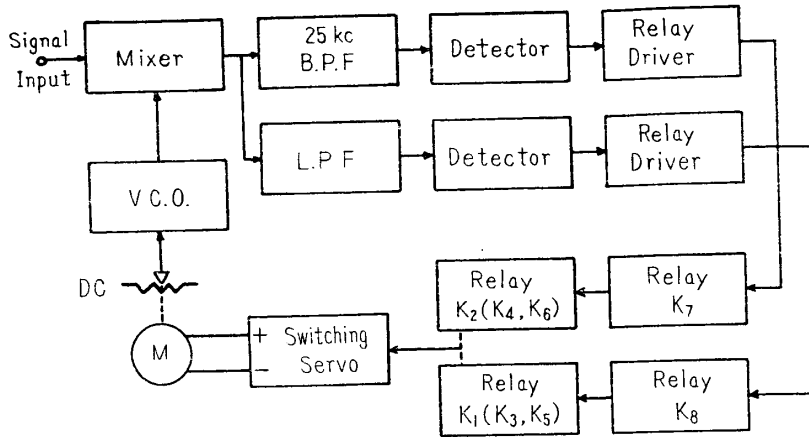


Fig. 3.10. Block diagram of the search system.

力がある場合は局部発振周波数が低すぎる状態にあり、出力がない場合は高すぎる状態にある*。

それでこれに応じて局部発振周波数制御用ポテンショメータのモータ入力に適切な極性の直流電圧を加えて補正させる。BPF 出力が得られれば以降は追跡動作に移ることになる。全体の系は Fig. 3.12 に示すようになりその追跡、記憶、搜索の動作は空中線ビームチャンネル切換りレー k_1k_2, k_3k_4, k_5k_6 と合わせて k_7, k_8, k_9, k_{10} で制御させる。

これを示したのが Table 3.1 である。ここで k_1k_2, k_3k_4, k_5k_6 はそれ

Table 3.1 Output signals of the filters and relay operations depending upon the operation mode of the frequency tracker.

$f_L - f_d$	Below 25 kc	25 kc	Above 25 kc
BPF Output	Nothing	Exist	Nothing
LPF Output	Exist	Exist	Nothing
Active relay	k_7	k_7 & k_8	k_8
k_1 (k_3 or k_5)	Off	On	On
k_2 (k_4 or k_6)	On	On	Off
Operation mode of tracker	Search	Track	Search

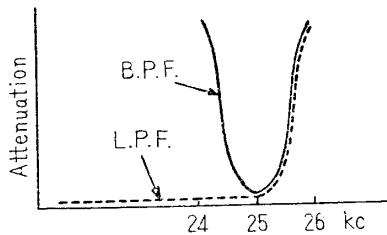


Fig. 3.11. Characteristics of band-pass filter and low-pass filter for the search system.

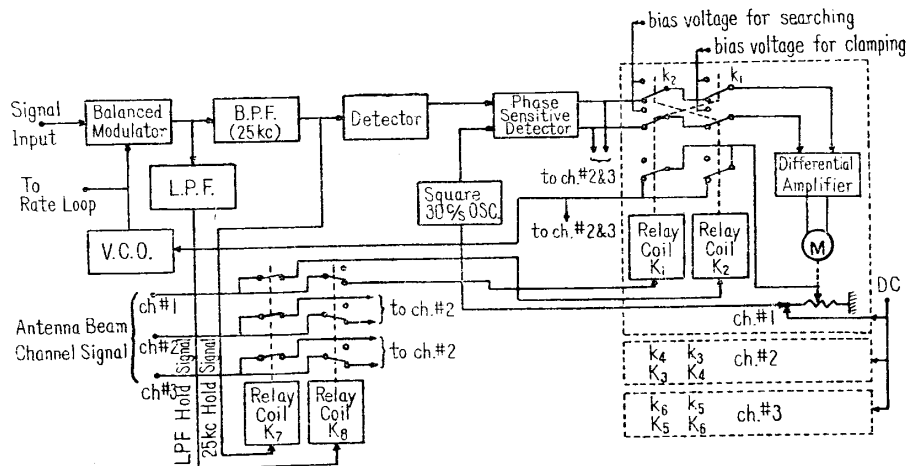


Fig. 3.12. Functional diagram of the search system.

* S-N が悪い場合にはこの方式が使えないので、高い周波数の方から逐次搜索しなければならない

それぞれ1組となって各ビーム方向に対応している。

3.3.2. 周波数計測部

周波数追跡サーボ部で得られる受信信号の周波数情報は局部発振周波数変化の直流成分、またはその周波数制御用直流電圧信号の値として観測することができる。しかし前節で述べたように本試作装置では局部発振周波数には当然 filter-weighting を行なうための矩形波 FM の周波数偏移を含み、また、直流電圧信号には局部発振器の周波数安定度が含まれている。従って精度を十分に高くする点からみてこの信号を直接用いることは余り好ましくない。そこで Fig. 3.13 に示す周波数計測用の従サーボループを設けてある。

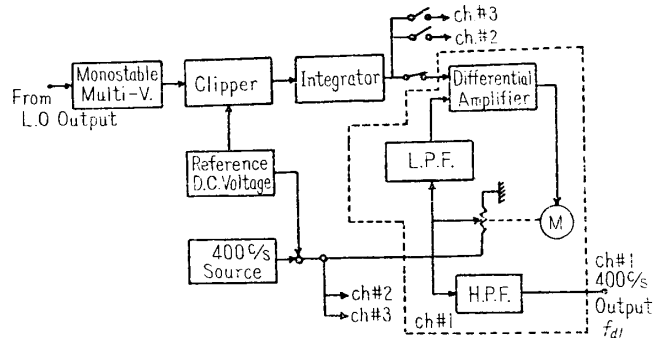


Fig. 3.13 Block diagram of the rate-loop.

ここで直流差動増幅器とモータとポテンシオメータは各ビームチャンネルに各1組ずつ対応している。またサーボループは直流信号で構成し、一方計算部への出力としては交流電圧 (400c/s) であることが望ましい。そこでサーボ用ポテンシオメータには直流と交流とを重畳し、摺動子の位置に応じて得られた交流信号を濾波器を用いて分離している。一方直流電圧分には一定の電圧を加えて周波数追跡サーボ部の濾波器の中心周波器に相当するバイアス分を除去している。

次にこのサーボループ部分を簡単に説明する。周波数追跡サーボ部の局部発振器出力として得られた規則的な周波数偏移を受けた矩形波は信号を微分して単安定マルチバイブレータを動作させる。この出力のパルス巾は一定であるから振幅を基準電圧で一定化し直流成分を積分器で検出すれば入力信号の平均周波数に比例した直流電圧が得られる。この直流電圧を充分安定化した直流差動増幅器と直流モータ、ポテンシオメータを含む追従サーボループに加えて追従させ、同時にポテンシオメータに重畳された交流 (400 c/s) からドプラ信号の中心周波数に比例する交流電圧 (400 c/s) が得られる。この周波数計測サーボループは I 型であり、ここにも記憶の機能が含まれている。

3.3.3. 計算部

周波数計測部で得られた各ビーム方向の速度成分に比例した交流電圧 (400 c/s) は各方向

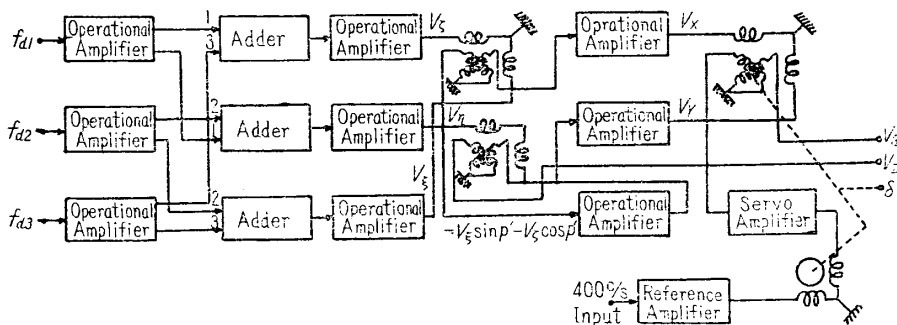


Fig. 3.14. Data stabilizer (Analog computer).

に対して比例係数が異なる。そこでこれをまず比例係数を一致させた後で所要の計算機構に加える。この時空中線の動揺信号、すなわちピッチ、ロールの信号は角度の信号として受けるものとした。これについては別に述べてあるので [11] ここには試作装置のブロック図を Fig. 3.14 に示すのみで止めておく。

3.4. filter-weighting 方式における特異性

3.4.1. 低周波数端における異常現象

filter-weighting 方式を具体的に周波数追跡装置として実現する場合には 3.2. および 3.3.1. に述べたように濾波器を 2 個用いるのではなく、局部発振周波数を周期的に $f_L \pm f_v$ に変化させて、 $f_m \mp f_v$ の濾波器を並べたものと等価になる方法を用いる。このことは濾波器の不安定性を除くことから望ましい方法である。この場合に weighting filter の中心周波数 f_m はドプラ受信信号の中心周波数 f_a に対して充分高く選び $f_L - f_a \doteq f_m$ の近くで動作させる。そして f_L の変化範囲も制限して周波数混合器出力の上側帯波成分 $f_L + f_a$ が weighting filter の通過域内にいかなる場合にも含まれないようにする必要がある。このことは f_a が充分大きく、従って $f_L - f_a = f_m$ の時に $f_L + f_a = f_m + 2f_a$ が weighting filter の通過域外にある時は問題はない。しかし f_a が小さくなってくると下側帯波は $f_L - f_a = f_m$ を中心として、上側帯波は $f_m + 2f_a$ を中心として共に $\pm f_v$ だけ変動している。そこで weighting filter の幅が $2\Delta f_m$ のとき $f_m + 2f_a - f_v < f_m + \Delta f_m$ になるような f_a となると weighting filter の出力は上に述べたような下側帯波のみで考えた単純な動作をしなくなる。すなわち、見掛け上 f_a が実際よりも低い方にあるような出力を生じ $f_a = 0$ を示すような方向にサーボループが動作してしまう。この現象は 3.2. で述べた装置で観測された。

例えば振幅一定の正弦波を入力とし、サーボ系の利得を充分大きくとったときに追跡し得る実用的な最低周波数は、weighting filter の帯域幅を 200 c/s とした場合は 1 kc、また 500 c/s とした場合は 4 kc となっている。すなわち、 Q が大きいほど低い周波数まで追跡することが可能で、この実験結果によると $7f_m/Q$ の程度までしか確実に追跡することができないことがわかる（濾波器の特性は裾がかなりのびているが）。実際の機上ドプラレーダ受信信号のように周波数スペクトルが広がっている場合には周波数スペクトルに歪が生じたことになり周波数追跡可能の下限は更に上ってしまうものと思われる。filter-weighting 方式ではこのことが一つの欠点となる。 Δf_m はその filter の応答時間にほぼ逆比例するので、上述の追跡可能限界を下げるため Δf_m を小さく取ろうとすると、周波数偏移の繰り返し周波数を下げなければならない。しかし一方 Δf_m を小さくすると f_a の高い方での感度が下がり、同時に周波数追跡装置全体としての応答速度はおそくなるであろう。

このことは機上ドプラレーダ受信信号が雑音性であるための weighting filter 出力の動揺と共に、その積分時間の効果とも合わせ考えるべき問題であろう。またこのようなことから filter-weighting 方式で周波数追跡装置を構成する場合にも例えば IF 段の出力を対象とした周波数追跡装置を考えないと速度が零の状態まで充分正確な測定を行なうことは困難である。

3.4.2. 周波数追跡サーボ系としての考察

上に述べたように filter-weighting 方式の周波数追跡装置では、局部発振周波数を周期的

に変化させて1個の濾波器のみで周波数偏差を検出する方法を用いる。そこでこの試作装置で考えているようなビーム切り換え方式の周波数追跡装置を filter-weighting 方式で実現する場合には、その切換速度と filter-weighting 作用を行なわせるための弁別周波数、ならびにサーボ系の応答速度についての考慮が必要である。まず弁別周波数は濾波器出力の応答の早さすなわち濾波器帯域幅によって定まり、濾波器出力が定常的になった状態で filter-weighting を行なわないとここで考えている意味で理想的な filter-weighting 動作が行なわれない。またこのようにして検出が行なわれるとすると、これを含むサーボ系は本質的に交流サーボ系となり、その応答は搬送波（弁別周波数）の包絡線が決定するので、搬送波の数サイクル以上に早くすることはできない。従ってビーム切換速度を弁別周波数に比較してある限度以上に早くすると十分に周波数追跡の機能を持たせることが出来ない。

このことから考えると、周波数追跡装置は1組づつ各ビームごとに設ける方法が最も確実ではあるが、装置自体大きなものとなる。従って上に述べたことを充分考慮した上で、重複する部分をできるだけ少なくすることが望ましい。この最も簡単化した形としては周波数追跡サーボ部が1個で、周波数計測サーボ部の保持機能部分を三重にする方法が考えられる。

ここで述べた試作周波数追跡装置では弁別周波数として 30 c/s を選び、濾波器の出力が定常的と考えられる状態に対して動作するようにしてある。また局部発振周波数変化範囲が比較的広く、従ってその制御直流電圧変化範囲を大きくとらなければならないので、直流サーボモータ・ポテンシオメータ系をサーボループに含ませなければならない。これらの点から周波数追跡用サーボループ単独の応答は要求されるビーム切換速度 (0.5 秒/ビーム) に追従することが出来ないものとなった。そこで周波数追跡サーボ部においてもその直流サーボモータ・ポテンシオメータ系を三重に設け、応答速度の早い電子回路部分は共用にしてこの応答特性の改善をはかっている。

この上に述べたようなサーボ系としての応答の良さに重点をおいて考えると、filter-weighting 方式は濾波器の性質と弁別周波数の関係、また出力に生ずる信号の動揺と積分（平均化）時間の関係といった面でさらに考慮されるべき点があるように思われる。

4. synchronous detection 方式 [5][6]

4.1. 原理

ドブラ偏移をその中心周波数と一致するような連続正弦波で追跡する方法として sensing と detection の部分に phase-sensitive detection を用いることが有望と考え検討を進めてきたがその中で到達した一つの方式を Fig. 4.1 に示す。この動作原理は次の通りである。いま入力信号を

$$e_i = E_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (4-1)$$

また 90° の位相差のある tracking oscil-

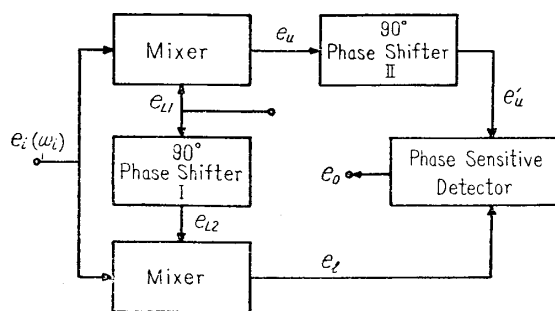


Fig. 4.1. Principle of a discriminator employing the synchronous detection techniques.

lator の信号をそれぞれ

$$e_{L1} = E_L \sin(\omega_L t + \psi)$$

$$e_{L2} = E_L \sin\left(\omega_L t + \psi + \frac{\pi}{2}\right)$$

とすると差周波数に相当する信号はそれぞれ

$$e_u = \frac{E_i E_L}{2} \cos\{(\omega_i - \omega_L)t + (\varphi_i - \psi)\}$$

$$e_l = \frac{E_i E_L}{2} \cos\left\{(\omega_i - \omega_L)t + \left(\varphi_i - \psi - \frac{\pi}{2}\right)\right\}$$

となって二つの mixer の出力に現われる。ここで phase-sensitive detector の出力信号を $\omega_i \geq \omega_L$ の二つの場合に分けて考える。

- i) $\omega_i > \omega_L$ の場合は差周波数が正となるので上のチャンネルの信号 e_u は $+90^\circ$ の位相推移をうけて

$$e_{u'} = \frac{E_i E_L}{2} \cos\left\{(\omega_i - \omega_L)t + \left(\varphi_i - \psi + \frac{\pi}{2}\right)\right\}$$

となり、phase-sensitive detector の出力には $e_l \times e_{u'}$ の差成分として直流電圧

$$e_0 = \frac{E_i^2 E_L^2}{8} \cos \pi = -\frac{E_i^2 E_L^2}{8}$$

が得られる。

- ii) $\omega_i < \omega_L$ の場合には差周波数が負となるが $+90^\circ$ の移相回路は見掛けの正の周波数に対して $+90^\circ$ の位相推移を与えるので

$$e_{u'} = \frac{E_i E_L}{2} \cos\left\{(\omega_L - \omega_i)t - (\varphi_i - \psi) + \frac{\pi}{2}\right\}$$

一方 e_l は

$$e_l = \frac{E_i E_L}{2} \cos\left\{(\omega_L - \omega_i)t - (\varphi_i - \psi) + \frac{\pi}{2}\right\}$$

のように正の周波数に書き改められる。従ってこの場合の phase-sensitive detector の出力は $e_l \times e_{u'}$ の差成分として直流

$$e_0 = \frac{E_i^2 E_L^2}{8} \cos 0 = +\frac{E_i^2 E_L^2}{8}$$

を得る。

従って出力は Fig. 4.2 の実線に示したごとく入力信号 e_i と局部信号 e_L との周波数差の正負によって符号の異なる一定の直流出力を得る。従ってこの弁別器出力により局部信号の周波数を変化するようにすればなんら sensing を行なわないで理想的な自

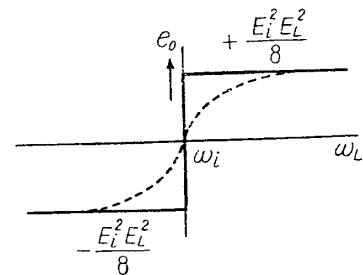


Fig. 4.2. DC output of the phase sensitive detector.

* 実際上問題となるのは 90° の移相回路 II が単独では広い周波数範囲にわたって一定な利得と 90° の位相推移をもたせられない。従って $\omega_i = \omega_L$ の近傍では位相と利得が所定の値を保ち得なくなるので出力は Fig. 4.2 の点線で示したようになってこれがサーボの残留誤差を決定する。4.2. に述べる試作装置ではこの値が数サイクルとなっている。

動追跡ができ、しかも局部発振器は入力信号周波数に一致した連続正弦波の出力を生ずる*。

4.2. 実際の回路構成

4.1. の原理を実現するには位相推移回路 I, II が広帯域にわたって 90° の移相特性と一定な利得を持つことが必要である。中間周波出力を直接入力とする周波数追跡装置の場合には入力信号の中心周波数が例えば 500 kc に対して正負百サイクルから数千サイクル程度変化する信号を追跡するのが普通であるから、I の移相回路としてはこれを一定周波数と考えた移相回路を用いて充分である。しかし II の移相回路は中心周波数が零から数千サイクル程度まで応答しなければならないのでこれを単なる移相回路で実現することはできない。しかし都合が良いことには e_u と e_l の相対位相差が phase sensitive detector の入力側で 90° ずれていればよいことに着目すれば二つの移相回路を用いて両回路の出力差が丁度 90° になるような方法を講ずればよいことがわかる [12] [13] (附録 A-4 参照)。そこでこれによって周波数追跡装置を構成するには Fig. 4.3 のようなサーボ系を作ればよいことになる。これに基づいて我々

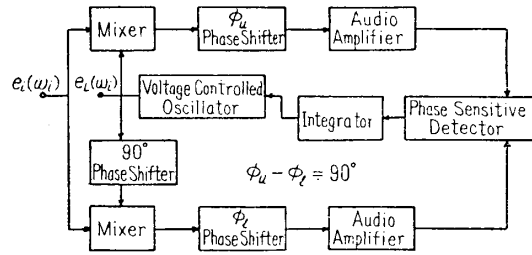


Fig. 4.3. Block diagram of a frequency tracker using a synchronous discriminator.

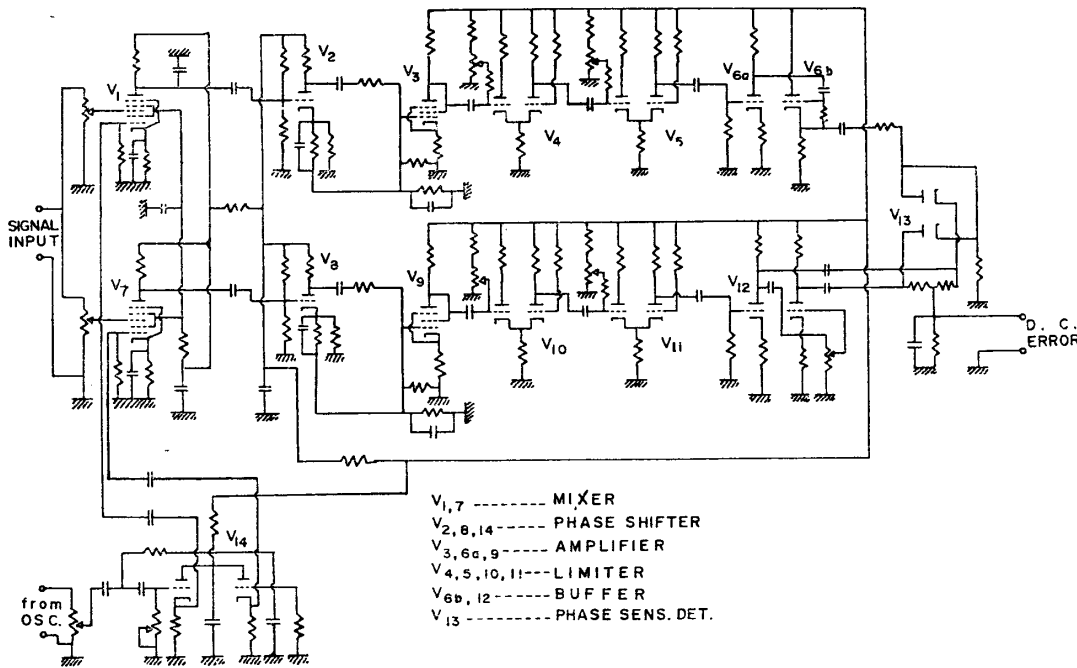


Fig. 4.4. Schematic diagram of the synchronous discriminator.

* ここに述べた方式では局部信号の既知周波数に比べて入力の未知周波数が“高いか低い”によって正または負の直流電圧（すなわち step 状の特性）しか得られない。従ってこれを AFC サーボ系に用いると on-off 制御となる。そこで同じ synchronous detection 方式で出力信号が“error が正か負か”を示すと同時に“error の大きさ”を示すようなものが得られれば、これを AFC サーボ系に用いるとき比例制御となる。これについては附録 A-3 を参照されたい。

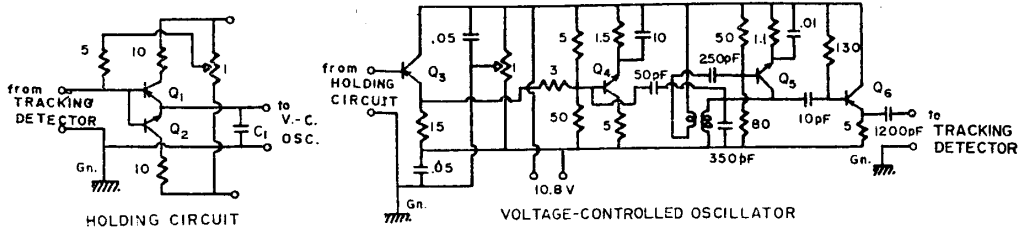


Fig. 4.5. A voltage-controlled oscillator and a holding circuit.

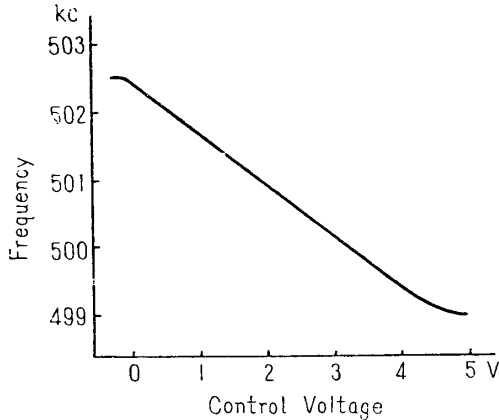


Fig. 4.6. Frequency vs. control voltage characteristics of the voltage controlled oscillator.

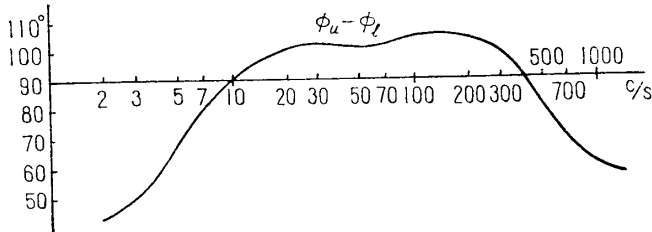


Fig. 4.7. Phase difference of the two phase shifters, ϕ_u and ϕ_L , is shown as a function of frequency. (Measured characteristics)

用いてある。この VCO の発振周波数特性を Fig. 4.6 に示した。また移相回路の移相特性は実測によると Fig. 4.7 のごとくになっておりサーボ系として動作させた場合の残留誤差は数サイクル以内となっており本方式によれば他の方式に比べて非常に精度を上げることがわかった。

5. 結 言

機上トプラレーダで得られる受信信号の中心周波数を測定する手段について考察し、filter-weighting 方式と synchronous detection 方式の二つの周波数追跡装置を実験的に検討した。ドプラ受信信号の性質は複雑で、雑音と正弦波の中間的性質をもっており、filter-weighting 方式は雑音信号の立場を、synchronous detection 方式は正弦波信号の立場をとったものであるといえよう。信号の解析から考えると正弦波の立場に立つ方がより本質に近いと思われる

が実験した装置の detector 部分を Fig. 4.4 に示し、VCO および holding 回路を Fig. 4.5 に示した。phase sensitive detector の出力は ω_i が ω_L より高いか低いかにより正負の sensing 信号を出すのみであるから、これを holding 回路に通して VCO の制御用直流電圧とする。この holding 回路として単なる CR による受動積分回路を用いると積分時間に対して出力電圧は直線とならず指数函数的な経路をたどってしまうので、ここには完全な積分回路 (Boxcar 回路) が必要である。ここでは detector の出力信号の符号により Q_1, Q_2 を on-off して holding 用コンデンサ C_1 を充、放電している。VCO の回路は Q_5 が 500 kc の主発振器で Q_4 はそのベース電流によってベースエミッタ間のリアクタンスが変ることを利用した変調器である。また Q_3, Q_6 はエミッタフォロワで前後のインピーダンス整合のために

ので、今後このような信号に適する周波数追跡器の開発が必要である。

おわりに本研究を進めるに当り絶えざる御指導と御助言を賜った岡田教授はじめ計測部の諸氏に感謝の意を表する。

1961 年 11 月 21 日 計 測 部

参 考 文 献

- [1] 東口：機上ドプラレーダ受信信号について，本集報，p. 481.
- [2] H. Steinberg, P. M. Schultheiss, C. A. Wogrin, and F. Zweig: Short-Time Frequency Measurement of Narrow-Band Random Signals by Means of a Zero Counting Process, J. of Applied Physics. **26**, 195 (Feb. 1955).
- [3] S. O. Rice: Mathematical Analysis of Random Noise, Bell System Tech. J. **23**, 282 (1944); **24**, 46 (1945).
- [4] P. M. Schultheiss, C. A. Wogrin, and F. Zweig.: Short-Time Frequency Measurement of Narrow-Band Random Signals in the Presence of Wide-Band Noise, J. of Applied Physics. **25**, 1025 (Aug. 1954).
- [5] 田宮・橋本：直読式ドプラ速度計，昭和 36 年度電気通信学会全国大会，66.
- [6] 岡田・田宮・橋本：周波数自動追跡装置の一方法とその応用，昭和 36 年度電気四学会連合大会，1643.
- [7] Frank A. McMahon: The AN/APN-81 Doppler Navigation System, IRE, Trans. on ANE, 202 (Dec. 1957).
- [8] H. E. Harris: *Electronics Manual*, 1st ed.
- [9] 東口：雑音源によるドプラシミュレータ，本集報，p. 619.
- [10] 岡田・丹羽・田宮・東口：機上ドプラレーダ用試作送受信機と野外実験，本集報，p. 538.
- [11] 東口：データ安定方式，本集報，p. 585.
- [12] S. Darlington: Realization of a Constant Phase Difference, Bell System Technical J., **29** (Jan. 1950).
- [13] R. B. Dorn: Wide-Band Phase-Shift Networks, Electronics, **19** (Dec. 1946).

附 録

A-1. weighting filter の特性

weighting 用濾波器の特性を

$$|F_f|^2 = G_f [\varepsilon^{-(f-f_m)^2/\sigma_m^2} + \varepsilon^{-(f+f_m)^2/\sigma_m^2}] \quad (1)$$

とし，入力信号 f_d の電力スペクトルを

$$P_s = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_d} [\varepsilon^{-(f+f_L-f_d)^2/\sigma_d^2} + \varepsilon^{-(f-f_L+f_d)^2/\sigma_d^2}] \quad (2)$$

と仮定する。ただし， f_m ：濾波器の中心周波数。 f_L ：局部発振器の周波数。 f_d ：ドプラスペクトルの中心周波数。

このとき濾波器の出力電力 P_0 は

$$\begin{aligned} P_0 &= \int_{-\infty}^{\infty} P_s |F_f|^2 df \\ &= \frac{G_f \sigma_m}{\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}} \left[\exp \left\{ -\frac{(f_m - f_L + f_d)^2}{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \right\} + \exp \left\{ -\frac{(f_m + f_L - f_d)^2}{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \right\} \right] \quad (3) \end{aligned}$$

となる。 $f_L \gg f_d$ であるから $f_m \doteq f_L + f_d$ となるので第2項は省略できる。

さて f_L を $f_L \pm f_v$ に矩形波周波数変調して weighting した時の出力電力 P_{dif} は

$$P_{\text{dif}} = \frac{2G_f \sigma_m}{\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}} \varepsilon^{-(x^2 + y^2)} \sinh 2xy \quad (4)$$

$$\text{ただし, } x = (f_m - f_L + f_d) / \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}, \quad y = f_v / \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}$$

$\delta P_{\text{dif}} / \delta y = 0$ から $x/y = \tanh 2xy$, また $f_m \doteq f_L - f_d$ の近傍すなわち, $x \doteq 0$ の近傍で感度最大であることが望ましいので $x \ll 1$ としてこれを解くと $y = 1/\sqrt{2}$, すなわち,

$$f_v = \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} / \sqrt{2} \quad (5)$$

が得られる。

次に P_{dif} を最大にするための σ_m は y を一定として $\delta P_{\text{dif}} / \delta \sigma_m^2 = 0$ を計算すると,

$$\frac{\sigma_m^2}{\sigma_d^2} = \frac{\sinh 2xy}{2xy \cosh 2xy - 2x^2 \sinh 2xy} \quad (6)$$

を満足すればよい。そこでやはり $y = 1/\sqrt{2}$ が得られる。また, $x \ll 1$ と考えれば

$$\sigma_m \doteq \sigma_d \left(1 - \frac{1}{6} x^2\right) \quad (7)$$

を得る。

次に最大引込範囲を求める。それには $y = 1/\sqrt{2}$, また $P_{\text{dif}'}$ を最小検知感度 (threshold level) とするとき

$$(\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} / \sigma_m) P_{\text{dif}'} = \varepsilon^{-(x^2 + y^2)} \sinh 2xy \quad (8)$$

を解き左辺が小さいときの x を求めればよい。これは $x_m \geq 1.6$ のときに

$$x_m = 1/\sqrt{2} + \sqrt{-\ln(2P_{\text{dif}'}/\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}/\sigma_m)}$$

で与えられる。この値から最大引込範囲は次のようになる。

$$(f_m - f_L + f_d)_{\text{max}} = x_m \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \quad (9)$$

次に $P_{\text{dif}'}$ に対する x の精度を求める。これは式 (8) を x について解けばよい。そこで $y = 1/\sqrt{2}$, $(\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} / \sigma_m) \varepsilon^{1/2} P_{\text{dif}'} = k$. と置くと精度 x_1 は

$$x_1 = \frac{k}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{2}}{6} k^3 + \frac{11\sqrt{2}}{360} k^5 + \dots$$

$$\doteq \frac{k}{\sqrt{2}} \left\{ 1 + \frac{2}{3} \left(\frac{k}{\sqrt{2}}\right)^2 + \frac{11}{45} \left(\frac{k}{\sqrt{2}}\right)^4 \right\} \quad (10)$$

となる。すなわち, 精度 x_1 が定めれば最大引込範囲も同時に定ってしまうといえる。

これらについて数値計算を行えばよいわけで, ドプラスペクトルの広がり $f_d/10$ であると仮定し, $\varepsilon^{-\frac{1}{\sigma_d^2} \left(\frac{21}{20} f_d - f_d\right)^2} = 1/2$ から σ_d を求めると $\sigma_d \doteq 0.06 f_d$ となる。そこで

$$P_{\text{dif}'} = \frac{\sigma_m}{\sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2}} \varepsilon^{-1/2} \varepsilon^{-x_1^2} \sinh \sqrt{2} x_1$$

$$= 0.8577 \frac{1}{\sqrt{1 + (\sigma_m/\sigma_d)^2}} x_1 \left(1 - \frac{1}{3} x_1^2\right) \quad (11)$$

$$f_v = \frac{\sigma_m}{2} \sqrt{1 + (\sigma_d/\sigma_m)^2} \quad (12)$$

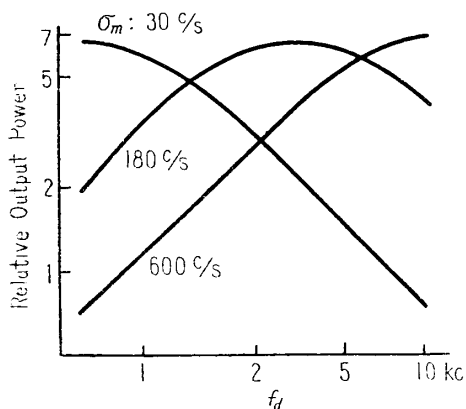


Fig. A-1.1. Output power of the weighting filter is shown as a function of the center frequency of Doppler signals, where parameters are bandwidth of the filter.

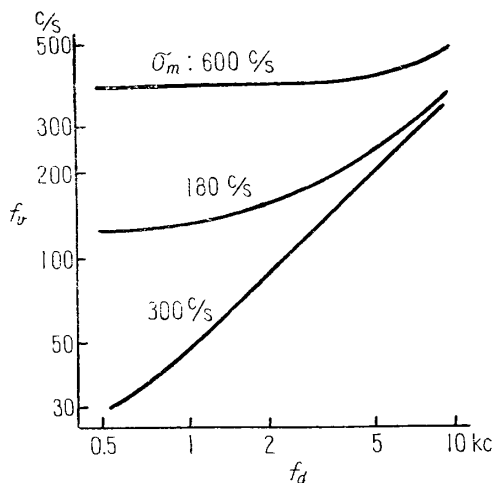


Fig. A-1.2. Optimum frequency deviation for filter weighting as a function of the center frequency of Doppler signals.

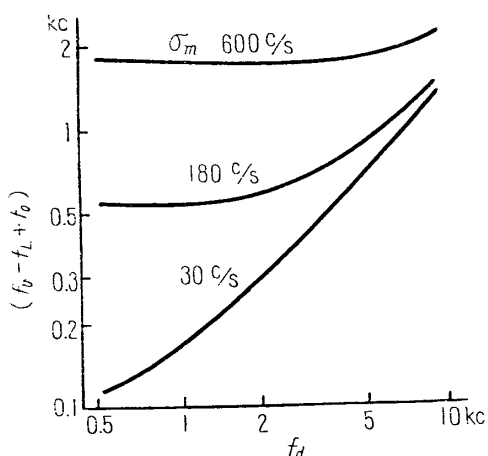


Fig. A-1.3. Pull-in range of the frequency tracker employing various weighting filter and their optimum frequency deviation.

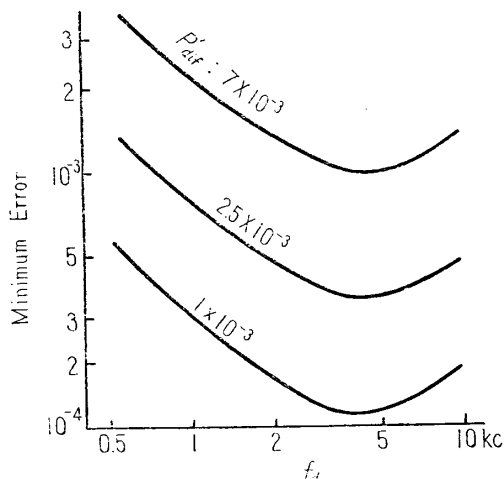


Fig. A-1.4. Minimum tracking error of the frequency tracker having the weighting filter of band-width $\sigma_m = 240$ c/s. Parameters are its threshold level.

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{2}} + 1.517 \sqrt{-\log(1.715x_1)} \tag{13}$$

$$(f_m - f_L + f_d)_{\max} = x_m \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \tag{14}$$

について数値計算を行ない、これらをグラフにすれば Fig. A-1.1, A-1.2, A-1.3 を得るこの結果から $\sigma_m = 240$ c/s を最適と考え、 $P_{\text{air}}' = 7 \times 10^{-3}, 2.5 \times 10^{-3}, 10^{-3}$ について $x_1 \doteq k/\sqrt{2}$, $k = 1.6487 \sqrt{1 + (\sigma_d/\sigma_m)^2 P_{\text{air}}'}$ から x_1 を求める。これより最小誤差は $(f_m - f_L + f_d)/f_d = (1/f_d) \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} x_1$ として求まる (Fig. A-1.4).

更に
$$f_v = \frac{\sigma_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + (\sigma_d/\sigma_m)^2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \quad (15)$$

$$(f_m - f_L + f_d)_{\max} = \sqrt{\sigma_m^2 + \sigma_d^2} \times \{1/\sqrt{2} + 1.517\sqrt{-\log(1.715x_1)}\} \quad (16)$$

から周波数変調の幅及び最大引込範囲が求まる。これらの数値計算によって Fig. A-1.5 を得る。

A-2. 受信信号周波数スペクトルの一部分が欠損した場合の中心周波数（スペクトルの重心）の移動

ドプラ周波数の測定は信号スペクトラムの最大電力の周波数を求めることであるが電力の比較による方法（例えば filter weighting）では受信信号自身あるいは受信機から測定装置までの間にスペクトラムの一部が欠損した場合にその影響がどのように現われるかを検討する。filter weighting の方法は filter によって周波数軸上では上下二つに分けてその energy を比較するものであると考えてよい。ここでは簡単のために filter による weighting を考えず単に電力スペクトルの重心がどのように移動するかを考える。この場合電力スペクトルとして、

- 1) 周波数に対して対称であること、
- 2) 十分にすそが延びていること、

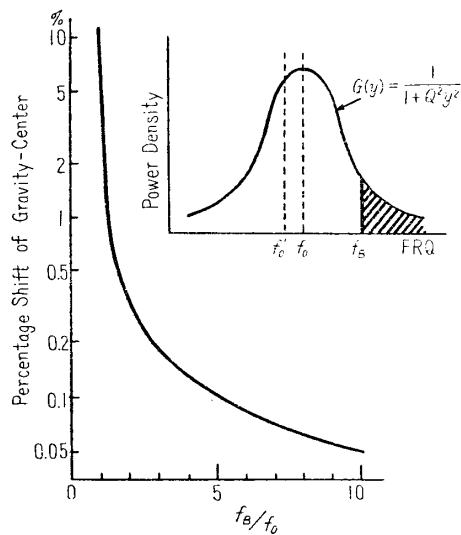


Fig. A-2.1. Shift of the gravity-center of spectrum due to the frequency band limitation.

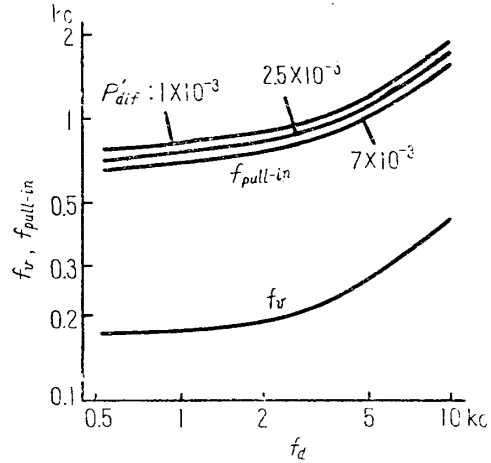


Fig. A-1.5. Optimum frequency deviation f_v and pull-in range $f_{pull-in}$, as the bandwidth being 240 c/s.

3) 積分計算が容易であること
を仮定する。そこで次の函数形を考えることにする。

$$G(y) = \frac{1}{1+Q^2y^2} \quad (17)$$

ただし $y = f/f_0 - f_0/f$

そして次式を満足するような $y_0'(f_0')$ を求める。

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{y_B} G(y) dy = \int_{-\infty}^{y_0'} G(y) dy \quad (18)$$

$$\tan^{-1} Qy_0' = \frac{1}{2} \tan^{-1} Qy_B - \frac{\pi}{4} \quad (19)$$

(19) 式につき数値計算を行ない遮断周波数 f_B に対する重心の移動 $\varepsilon = \{(f_0 - f_0')/f_0\} \times 100$ (%) を求める。これを Fig. A-2.1 に示す。

A-3. synchronous detection 方式の補遺

今 Fig. A-3.1 に示した構成で移相回路 (II) が一般に $T(\omega) = T(\omega)\epsilon^{j\phi(\omega)}$ で現わされる伝達函数をもっている場合について考える。

このとき入力信号を $e_i = E_i \cos \omega_i t$, 局部信号を $e_{L1} = E_L \cos \omega_L t$, $e_{L2} = E_L \cos(\omega_L t + \pi/2)$ とすれば $\omega_i > \omega_L$ のとき detector の入力は

$e_u \propto (E_i E_L / 2) T(\omega_i - \omega_L) \cos\{(\omega_i - \omega_L)t + \phi(\omega_i - \omega_L)\}$, $e_l \propto (E_i E_L / 2) \cos\{(\omega_i - \omega_L)t - \pi/2\}$ となり, detector の出力は $(E_i^2 E_L^2 / 8) T(\omega_i - \omega_L) \cos\{\phi(\omega_i - \omega_L) + \pi/2\}$ に比例した出力が得られる。また $\omega_i < \omega_L$ のときには

$e_u \propto (E_i E_L / 2) T(\omega_L - \omega_i) \cos\{(\omega_L - \omega_i)t + \phi(\omega_L - \omega_i)\}$, $e_l = (E_i E_L / 2) \cos\{(\omega_i - \omega_L)t + \pi/2\}$ となって出力には $(E_i^2 E_L^2 / 8) T(\omega_L - \omega_i) \cos\{\phi(\omega_L - \omega_i) - \pi/2\}$ に比例する出力が得られる。すな

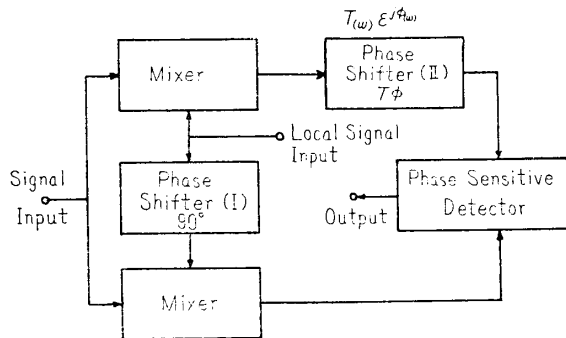


Fig. A-3.1. Synchronous discriminator with a generalized of phase shifter.

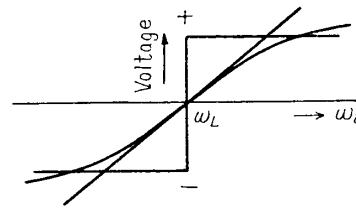
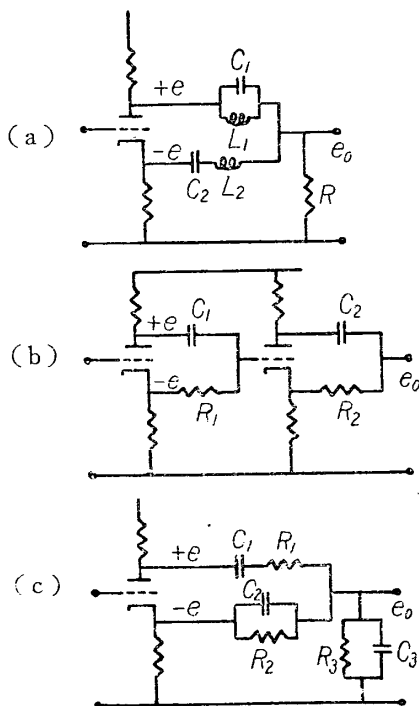


Fig. A-3.2. DC output characteristics of the synchronous discriminator using various phase shifters.



$$\phi = \tan^{-1} \frac{2s f f_0 (f^2 - f_0^2)}{(f^2 - f_0^2)^2 - s^2 f_0^2 f^2}$$

(a) $4R^2 = \frac{L_1}{C_1} = \frac{L_2}{C_2}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$
 $s = \sqrt{L_2/L_1}$
 $e_0 = |e|$

(b) $R_1 = R_2$, $C_1 = a C_2$
 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{\sqrt{a}}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2 \sqrt{a}}$
 $s = \frac{a+1}{\sqrt{a}}$, $a = \frac{s^2 - 2 \pm \sqrt{s^4 - 4s^2}}{2}$, $s \geq 2$
 $e_0 = k|e|$

(c) $R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3$, $f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$
 $C_2 = a C_1$, $R_2 = \frac{R_1}{a}$
 $C_3 = \left(\frac{4a^2}{1-4a}\right) C_1$, $R_3 = \left(\frac{1-4a}{4a^2}\right) R_1$
 $s = \frac{1-2a}{a}$, $a = \frac{1}{s+2}$, $s \geq 2$
 $|e_0| = (1-4a)|e| = \left(\frac{s-2}{s+2}\right)|e|$

Fig. A-4.1. Three types of the wideband constant-phase-shift network.

わち, Fig. A-3.2 に示したごとく点対称の出力が得られる. 従って $T=$ 一定, $\phi=\pi/2$ とすれば本文に述べた step 特性の discriminator になる. また $T(\omega)\sin\phi(\omega)$ が ω に比例するような伝達函数をもつ移相回路を用いれば直線的な周波数特性が得られる.

A-4. 広帯域移相回路の設計

Fig. 4.3 の移相回路 ϕ_u, ϕ_l のように可聴周波数領域で利得がほぼ一定でしかも相対位相差が一定に保たれるような回路としては Fig. A-4.1 の回路がある [13]. これらの内実用化に最も適していると思われる (c) の型について $\pi/2$ の移相差をもつ回路の設計例を次に示し, その理論計算による特性を Fig. A-4.2 に示した.

ϕ_u の回路	ϕ_l の回路
$f_{01}=148.8 \text{ c/s}$	$f_{01}=32.9 \text{ c/s}$
$s=4.0$	$s=4.00$
$a=0.1666$	$a=0.1666$
$R_1=20 \text{ k}\Omega$	$R_1=20 \text{ k}\Omega$
$C_1=\frac{1}{2\pi f_{01}R_1}=0.0535 \mu\text{F}$	$C_1=\frac{1}{2\pi f_{02}R_1}=0.242 \mu\text{F}$
$C_2=aC_1=0.00892 \mu\text{F}$	$C_2=aC_1=0.0403 \mu\text{F}$
$C_3=\left(\frac{4a^2}{1-4a}\right)C_1=0.333C_1$ $=0.01785 \mu\text{F}$	$C_3=\left(\frac{4a^2}{1-4a}\right)C_1=0.333C_1$ $=0.0806 \mu\text{F}$
$R_2=\frac{R_1}{a}=120 \text{ k}\Omega$	$R_2=\frac{R_1}{a}=120 \text{ k}\Omega$
$R_3=\left(\frac{1-4a}{4a^2}\right)R_1=3R_1$ $=60 \text{ k}\Omega$	$R_3=\left(\frac{1-4a}{4a^2}\right)R_1=3R_1$ $=60 \text{ k}\Omega$

(記号については Fig. A-4.1 (c) を参照のこと.)

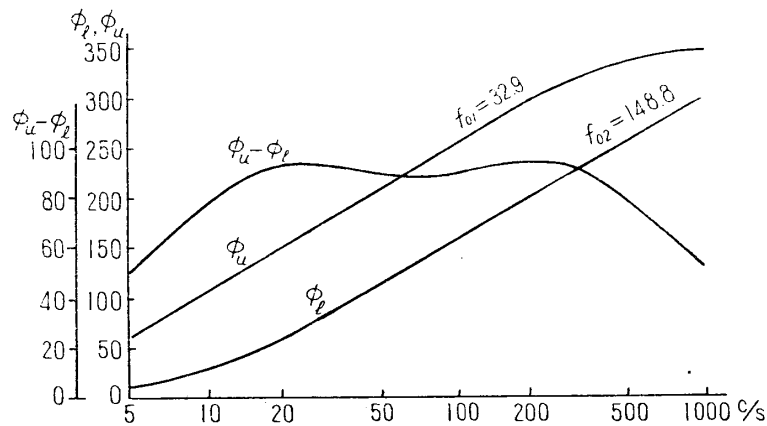


Fig. A-4.2. Phase vs. frequency characteristics of the experimental wideband phase shifter (calculated characteristics).