

ドップラー着陸方式の基礎実験

その2 受信点方位角の検出法

飯 口 真 一・島 田 一 雄・大 野 繁 樹

あらまし

ドップラ・アレイを用いる航空機の着陸方式は、次期の有力な着陸方式の1つとして英国から提案されているものである。本特集号掲載の「ドップラー着陸方式の基礎実験 その1 受信スペクトラムについて」では、ドップラ・アレイによる受信信号のスペクトルが理論と良く一致することを示したが、本稿では受信点の方位角検出法の基礎実験について述べてある。英国の STL のこれ迄の報告によれば、30～60個の多数のアレイ素子を用い、かつ複雑な受信装置で方位角の検出をしているが、当研究室では、わずか7素子のアレイを用い、受信スペクトルの第2包絡線の中心周波数を周波数追跡回路により検出し、方位角を標定する実験を行い、比較的良好な結果を得た。現在、まだ研究途上ではあるが、検出した方位角と理論値との相違は最大 0.3° 程度であり、今後、周波数配置を熟慮し、回路部品を選択を行えば、数段の向上を期待しうる。簡単な方式で十分の精度を期待しうるので、この方式を推奨したい。

1. ま え が き

本研究に関しては、まず、昭和50年度（初年度）にドップラ・アレイ・アンテナによる輻射界のスペクトルについて理論計算を行い、次いで昭和51年度には実際に7素子のドップラ・アレイを試作し、その輻射界のスペクトルをスペクトル・アナライザで観察し、ほぼ理論と一致することを確かめた。

上述の実験およびゼロクロス・カウンタを用いて第2包絡線の中心周波数を求める極めて簡単な実験とを昭和52年3月に行い、それらの結果をまとめたものが、本特集号掲載の「ドップラー着陸方式の基礎実験 その1 受信スペクトラムについて」（以後、論文（その1）と呼ぶ）である[1]。

その後昭和52年9月から、受信点方位角の検出法に関する研究を始め、3か月間実験を重ねて、12月の初めになりほぼ目鼻がついたので、完成とは言えないが、ここに経過報告をする。

そもそも、ドップラ・アレイを用いたマイクロ波による着陸方式の着想および研究は、英国の STL (Standard Telecommunication Laboratories) でなされたもので[2]、近い将来のマイクロ波着陸方式に関する2、3の有力な提案の中の1つである。この方式は他の方式に比べて解析などをも必要とし、アカデミックな色彩もあり、かつ我国でもこの方面の

ポテンシャルを上げておく必要もあるので、当研究室でも検討することとした。

論文(その1)では、アレイの素子数がわずか7個で、各素子の励振も時間的に等間隔で、時系列エンベロープも単純な矩形でかつ一様な最も簡単なものについて述べてある。したがって、単純に受信波のゼロクロスのカウンタで測定する方法では、論文(その1)の付録に示したように方位角出力が階段状となり、素子数を増さなければ角度分解能の改善は望めない。STLでは30~60個の多数のアレイ素子を用い、その上さらに時系列エンベロープにも変調を加え、アレイ素子の切換え時間もいろいろ変え、かつ複雑な受信装置を用いて信号処理をして方位角を検出している。

これに対して、筆者らはアレイ素子数を増さなくても、長距離自立航法の1つであるドップラ航法で用いられている地上よりの反射波で構成された雑音状の帯域のあるドップラ信号の中心周波数を検出する方法と同じような方法を用いれば、かなりの程度目的を達するのではないかと考え、種々検討、試作を重ねかなり良好な実験結果を得た。

実験回路は、周波数選別器、VCO(電圧制御発振器)、増幅器および積分器などを含んだループ回路であり、VCOおよび増幅器を除いてほとんどすべて自作した。現在のところ、 $\pm 10^\circ$ の角度範囲内で、理論計算値との差異が最大 0.3° 程度の検出精度が得られている。全体のシステムは単純であり、システムを熟慮して設計し、回路部分も選択すれば、十分に目的を達成する可能性がある。

2. 周波数追跡回路

2.1 目的

本ドップラ・アレイによる受信スペクトルの計算例を第1図に示す。後述するように実際の受信機直後での受信スペクトルは受信点方位角 $\theta = 0, 5^\circ, 10^\circ$ に応じて、図のa), b), c)のようになっている。点線で示される第1包絡線の中心周波数 f_0 は、送信側のドップラ・アレイに入る搬送波 f_c と、送信側の参照周波数 f_r との差である。受信点がドップラ・アレイの真正面、すなわち方位角 $\theta = 0$ の場合には、第2包絡線の中心周波数 f_2 は、 f_0 と一致しているが、 θ の変化により、図のように変わって行く。この θ の変化に応じた第2包絡線の中心周波数 f_2 を標定することが本回路の目的である。なお、 f_2 と θ との関係は次式で与えられる。

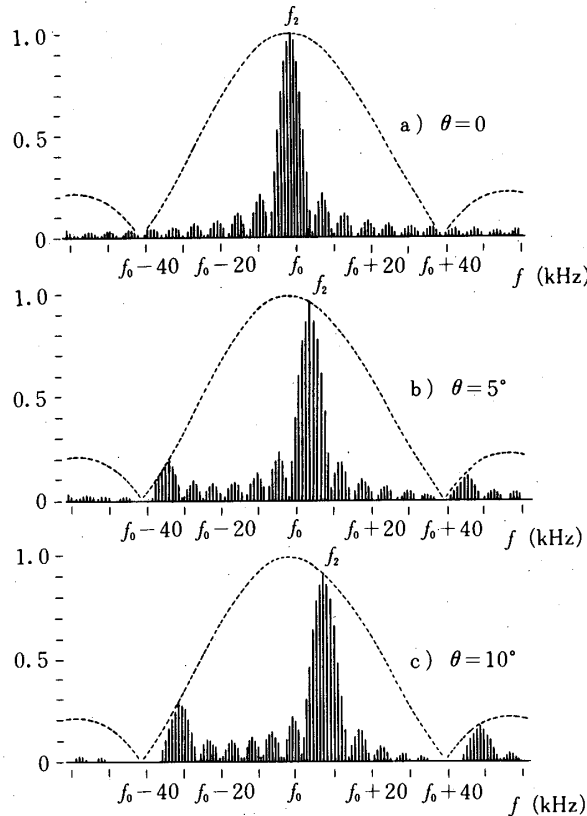
$$f_2 - f_0 = f_c \frac{v}{c} \sin \theta \quad (1)$$

ここに、 v はドップラ・アレイの切換え速度であり、右辺はいわゆるドップラ周波数である

2.2 回路の原理

本追跡回路は第2図の原理図に示すように、VCOの発振周波数 f_v を自動的に制御して、周波数変換された第2包絡線の中心周波数が周波数選別器の中心周波数 f_d に一致した時ループをロックする方式である。

いまの場合には、入力信号は第1図に示したような中心周波数 f_2 のスペクトルである。これにVCOからの信号 f_v を混合すると、中心周波数が $f_v - f_2$ であるスペクトルとなる。この $f_v - f_2$ なるスペクトルの中心が選別器の中心周波数と一致した時、選別器の直流出力



第1図 ドップラ・アレイ受信スペクトル(受信機出力端)

電圧が零となり、積分器が積分を停止し、VCO の発振周波数が一定となり、ループはロック状態となる。ロック状態では、 $f_d = f_v - f_2$ である故、

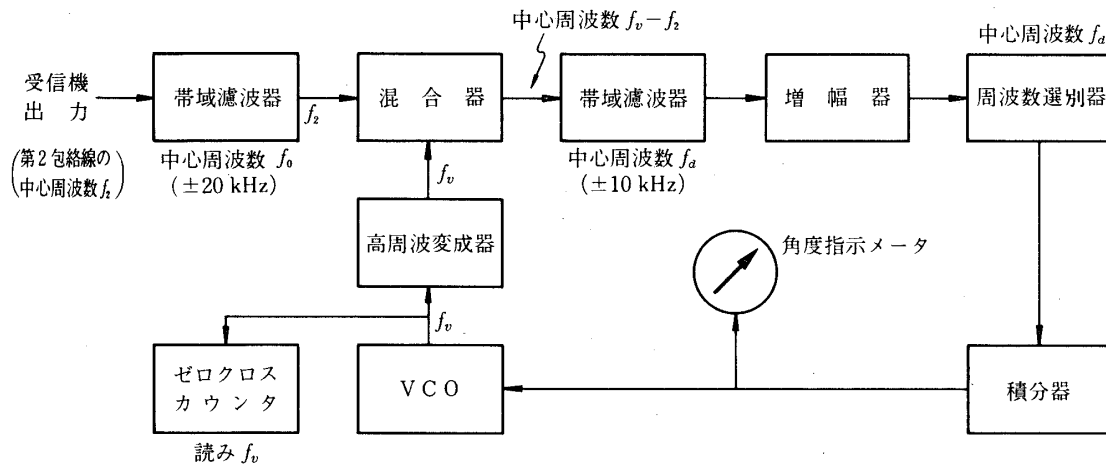
$$f_2 = f_v - f_d \quad (2)$$

となるので、VCO の発振周波数 f_v を知れば、 f_d は既知である故、 f_2 が分かり、これより式(1)から方位角 θ が求められる。

2.3 回路の実際の数値

本方式では、正確な方位角検出のために不要なスペクトルを除去することが重要である。検討した結果、 $\theta = 0$ の場合の第2包絡線の中心周波数 $f_2 (= f_0)$ は、130 kHz、周波数選別器の中心周波数 f_d は 202.5 kHz に設定し、さらに第2図に示したように2種類の帯域濾波器を用いて、不要なスペクトルを除去した。

第3図に試作した周波数選別器の特性を示す。今回の実験では後述するようにドップラ周波数がほぼ ± 10 kHz 以内であることから、図示したように $f_d \pm 10$ kHz の範囲内ではほぼ直線性を保つようにした。



$f_d = f_v - f_z$ になった時、ループがロックされる。
従って、これから f_z を認識しうる。

第2図 周波数追跡回路原理図

VCO の中心周波数 f_v は、 $f_0 + f_d = 332.5$ kHz であり、今回の実験では、VCO の発振周波数はこの f_v を中心として、ほぼ ± 10 kHz の範囲変わることになる。第1表は周波数をまとめたものである。

混合器および選別器に用いたダイオードは従来から研究室にあった 10 GHz 帯用の 1N23 で、それは低周波用ダイオードに比べて格段に性能が優れていた。ただ、混合器は現在 10 dB 程度の変換損失があり、将来バラクターを用い、変換損失を小さくしようと思っている。

積分器は OP アンプを用いて試作したものを用いた。帯域濾波器ならびに周波数選別器のコイルなどは、希望定数のものが既製品には見あたらなかったもので、本所のエレクトロニクス・ショップの小田欣司氏に製作をお願いした。

3. 実験

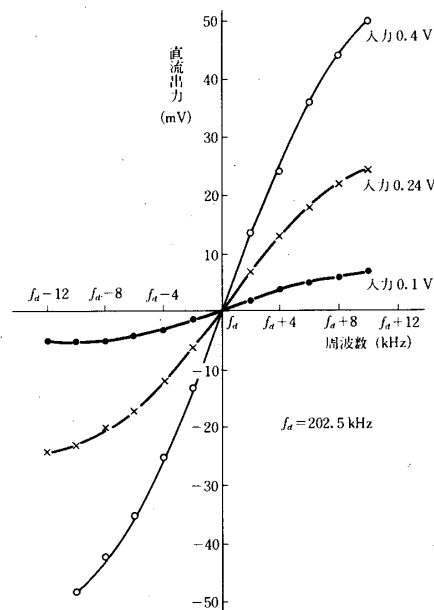
3.1 送信システム定数値

実験に用いたドップラ・アレイ・アンテナは、論文(その1)に示したアンテナAで、素子数7、素子間隔42.5 mm のものである。第2表は実験に用いた送信システムの定数表である。

論文(その1)で示したように、第1包絡線の零は、周波数軸上でその中心から $\pm 1/2\tau$ のところであるが、いまの場合には第1図に示したように、それが ± 40 kHz となる。一方、第2包絡線の零は、中心から $\pm 1/2\tau m$ (m は素子数でいまの場合7)にある故、それは $\pm 40/7 \approx \pm 5.7$ kHz となる。したがって第2包絡線の主ローブの幅は 11.4 kHz となる。

第1表の数値を式(1)へ代入すると、いまの場合のドップラ周波数は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \text{ドップラ周波数} &= 54.4 \times \sin \theta \quad (\text{kHz}) \\ &\approx 0.949 \times \theta^\circ \quad (\text{kHz}) \end{aligned} \quad (3)$$



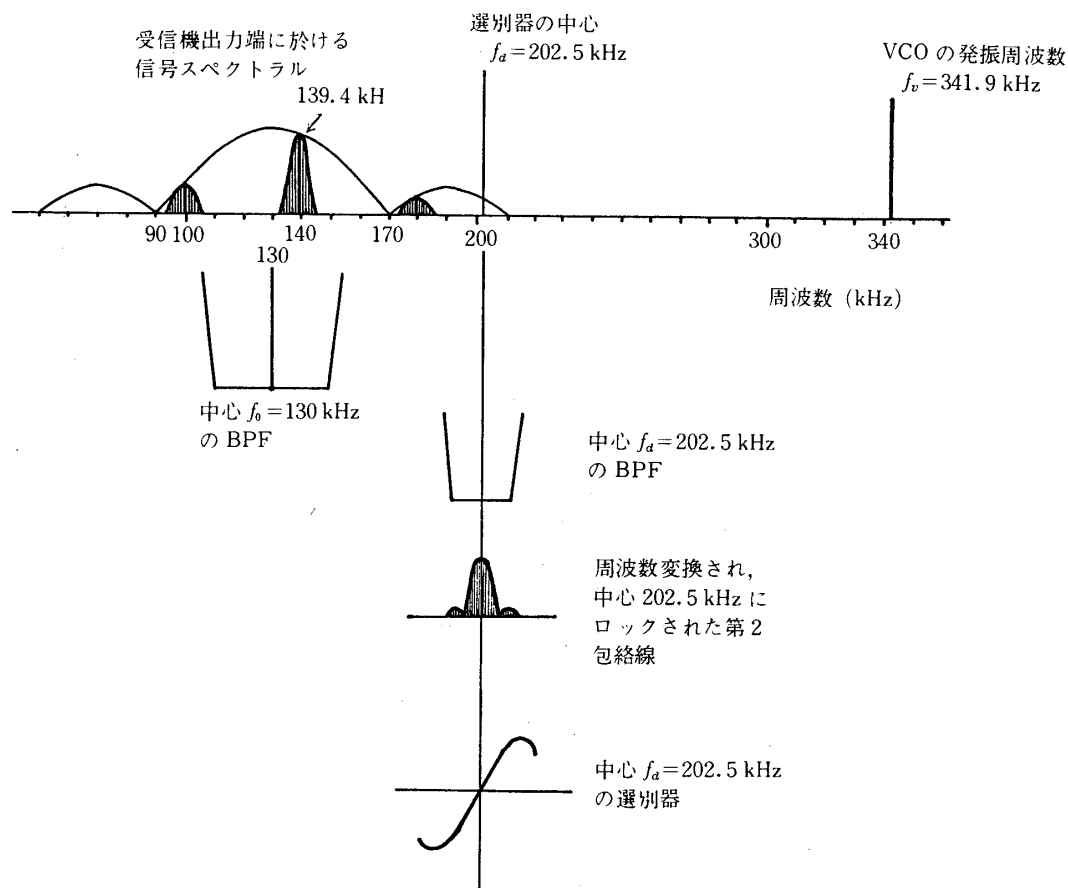
第3図 周波数選別器特性（入力信号は純正弦波）

第1表 周波数の選定

f_o	130 KHz
f_d	202.5 KHz
選別器のスロープ の直線部分の幅	約± 10 KHz

第2表 送信システム定数値

切り換え時間 (2τ)	25 μ sec
切り換え速度 (v)	1700 m/sec
切り換え周期 (T)	1 m sec
送信周波数 (f_c)	9.6 GHz
参照信号偏移周波数 (f_o)	130 KHz

第4図 方位角 $\theta = 10^\circ$ のループロック状態図

式(3)を用いれば、ドップラ周波数は $\theta = 1^\circ$ の時 0.949 kHz, $\theta = 10^\circ$ の時 9.446 kHz となる。

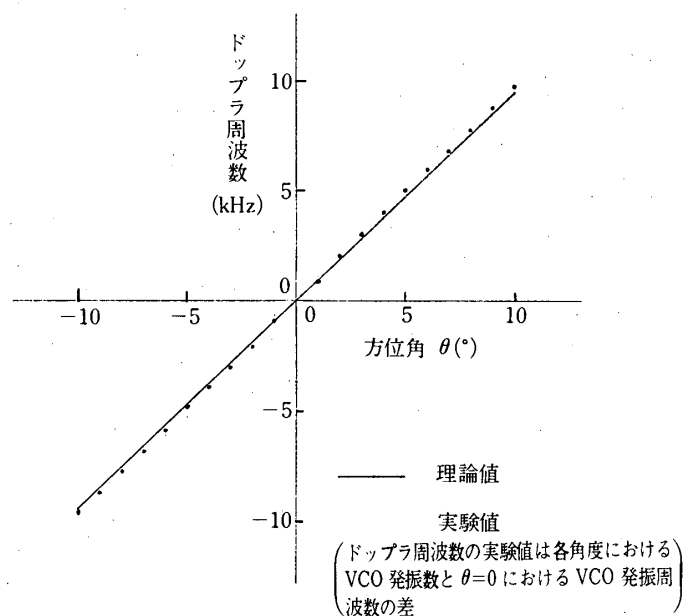
第4図は第1表の定数値の場合に、方位角 $\theta = 10^\circ$ で周波数追跡回路がロックされた時の各部の状態図である。

3.2 実験室の状況

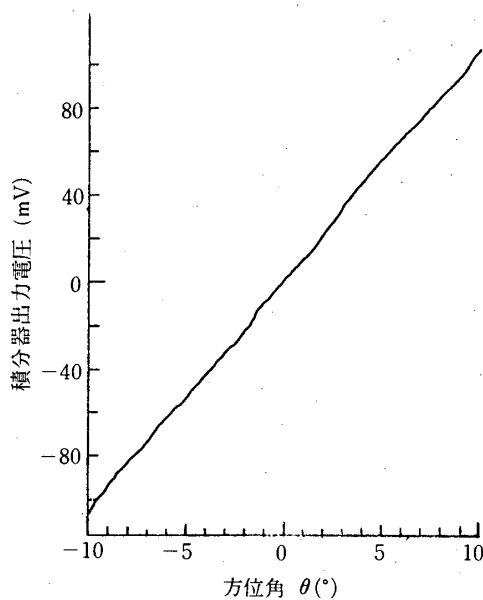
都合により今回の受信点方位角標定の実験は、当研究室内で行った。部屋の広さは $6 \text{ m} \times 8 \text{ m}$ でそれ程広くなく、また、周囲の壁も電波吸収壁ではない上に、各種の測定器が置かれているなど、測定環境としては十分満足できるものとは言いがたい。また、送信系であるドップラ・アレイ・アンテナと受信系のホーンの距離も約 4.7 m であった。なお、方位角は、受信ホーンではなく、送信側のアレイを回転させる方法により変化させた。

3.3 実験結果

受信点方位角を推定するための情報として、ロックした周波数ループから取り出せるものは VCO の発振周波数と積分器の直流出力があるが、前者の方が理論値と直接的な関係にあ

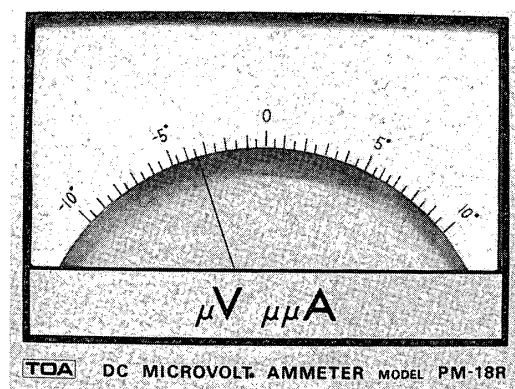


第 5 図 方位角に対するドップラ周波数

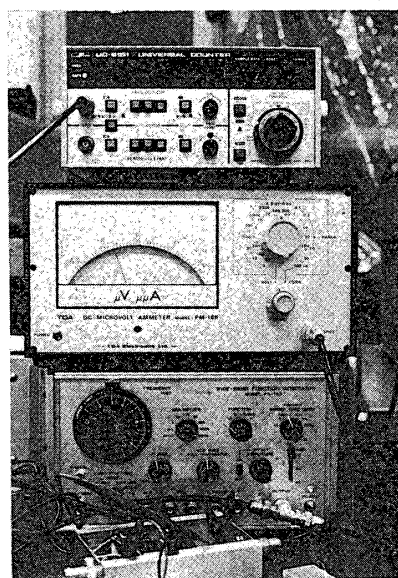


第 6 図 積分器出力レコーダ記録例

り信頼がおける。実用の際にパイロットが見ることができるようなアナログメータが必要であるならば、VCO の出力をゼロクロス・カウンタに入れ、そのデジタル表示の適当な 2



第7図 角度指示アナログメータ



第8図 ゼロクロス・カウンタ，アナログメータおよび VCO の写真

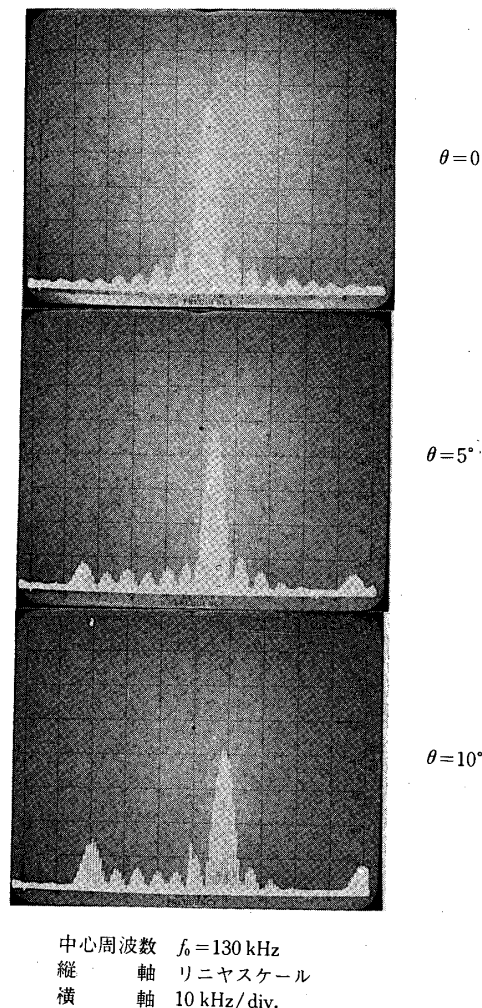
～3桁をD/A変換器で取り出して、アナログメータを振らせるのが最も良い。略式としては、積分器の直流出力をそのままアナログメータに入れる方法もある。

(a) 方位角対 VCO の発振周波数

送信アレイを 1° ずつ回転し、ゼロクロス・カウンタでロック状態における VCO の発振周波数を読み取り、 $\theta = 0$ の時の周波数の読みとの差をプロットしたのが第5図である。図の実線は式(1)による理論値であり、実験結果と理論値との相違は最大 0.3° 程度で、両者はかなり良く一致している。

(b) 方位角対積分器の直流出力(レコーダによる方法)

アレイを自動的にゆるやかに回転し、積分器の直流出力をレコーダに記録させたのが第6図である。わずかながら曲折があるが、直線に近いことを示している。



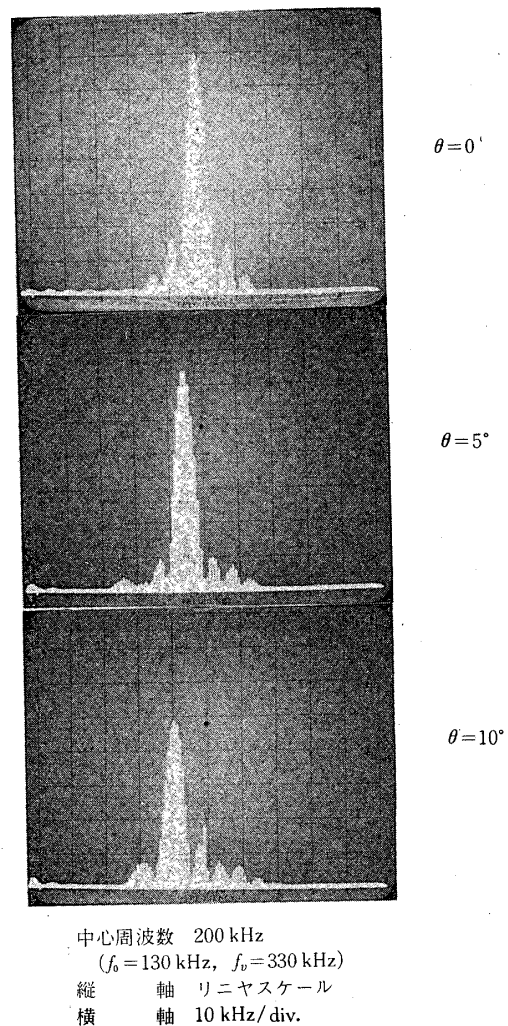
第9図 受信機出力端で観測した受信スペクトル

(c) 方位角対積分器の直流出力（アナログメータによる方法）

アレイを 0.5° ずつ回転し、アナログの直流メータ上に方位角の目盛を入れた写真を第7図に示す。図より目盛が等間隔に近いことが分かる。第8図はゼロクロス・カウンタ、VCOとアナログメータの写真である。

(d) 追跡回路各部のスペクトルの写真

ここでは、方位角 $\theta = 0, 5, 10^\circ$ の場合の追跡回路各部のスペクトルを比較する。第9図は受信機出力の直後で観測した受信スペクトルの例である。第10図は追跡回路がロック状態でない場合の周波数変換後の受信スペクトルの例であり、周波数選別器直前で観測したものである。周波数変換、濾波、増幅がかなり良好に行われていることが分かる。第11図は同じところで、周波数追跡回路がロック状態の場合にスペクトルを観測した例であり、スペクトルがやや乱れているのはループのロック状態が時間的に変動することによるものと考え



第10図 周波数変換後の受信スペクトル(周波数追跡回路がロックされていない場合)

られる。

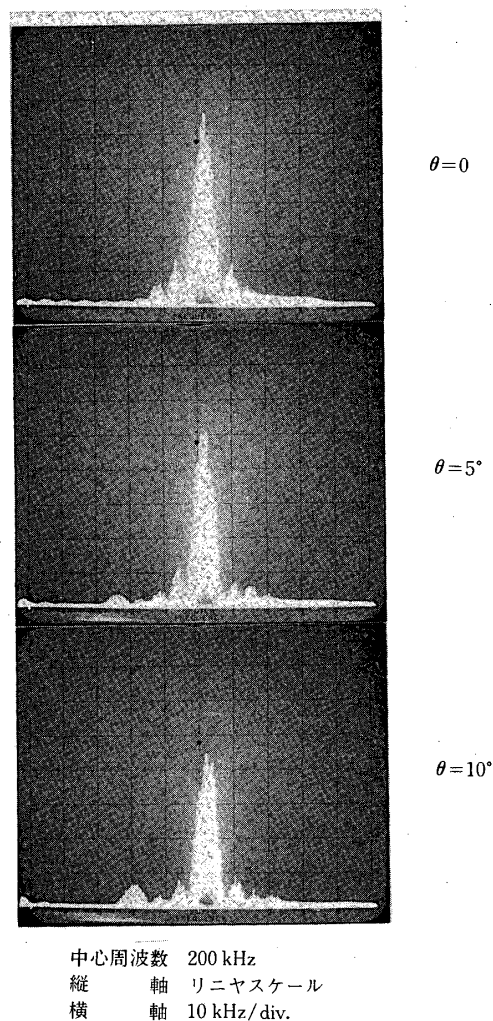
4. あとがき

ドップラ・アレイを用いる着陸方式の着想は英国の STL でなされ、次期の着陸方式に関する有力な提案の中の1つである。これは、今回 ICAO で採択されない場合でも、将来1つの方式の典型として残り、また、陽の目を見ることもあろう。

この方式は技術的に面白味を含んでおり、また、我国のこの方面でのポテンシャルを上げておく必要があることから、当研究室でもこの方式を検討することとした。

その結果、受信点の方位角検出法に独自の簡単な方式を採用することにより、アレイの素子数わずか7個で、STL の複雑な方式に匹敵する方式を構成し得た。

ただし、この検出法の実験を開始してから3か月を経過するのみであり、第1次試作のバ



第 11 図 周波数追跡回路がロックされた場合の受信スペクトル

ラックセットの段階であるので、今後、次のように改良を加えたい。

- (1) 送信側については、輸入したマイクロ波の単側帯波変調器の電力制限から、マイクロ波無線搬送波 9.6 GHz の電力を 1 mW に抑えているが、この変調器を高電力用のものにして、約 300 mW 迄パワー・アップをしたい。
- (2) 受信側の方位角検出回路については、
 - ① 全体の周波数配置を再検討する。
 - ② 混合器は現在用いている変換損失 10 dB のダイオード 1 N 23 をバラクターに取り換え、変換損失を小さくしたい。
 - ③ 帯域濾波器の特性を改良する。
 - ④ 周波数選別器は現在の直結型のものに代えて、誘導結合型とし、直流ならびに低周波成分を切るようにしたい。

⑤全体を1つにまとめてシャーシに組込みたい。

謝 辞

本実験を行うにあたり、周波数ループ回路に IC を用いる積分器の使用を示唆された本所石井泰教授およびインダクタンスと帯域濾波器などを製作されたエレクトロニクス・ショップの小田欣司技官に感謝の意を表します。

1977年12月10日 計測部

文 献

- [1] 飯口真一, 大野繁樹, 島田一雄: ドップラー着陸方式の基礎実験 その1 受信スペクトラムについて, 宇宙研報告本特集号.
- [2] C.W.Earp et al: Doppler Scanning Guidance System, Elect. Commun., Vol. 46, No. 4, pp. 253~270, 1971.