

開口合成ドップラー・ソーダの実用化

村 林 成・光 田 寧

DEVELOPMENT OF A PHASED ARRAY DOPPLER SODAR

By *Shigeru* MURABAYASHI and *Yasushi* MITSUTA

Synopsis

A new type doppler sodar was developed. It employs a phased array type antenna system, which consists of equispaced 5×5 horns. Transmitting frequency is 1400 Hz and output power is 1250 W maximum. Dual methods of doppler frequency deduction are implemented, one of which is FFT and the other is Simple Homodyne Complex Covariance (SHCC). Latter is a new method developed for this system, which utilizing simple homodyne process with digital processing. This sodar is now under testing process.

1. ま え が き

大気中の乱れによる音波の散乱を利用し、大気の種類や風速分布を観測することのできる音波探査装置 (Sodar) は、高度 100 m 程度から上のプラネタリー境界層における気象現象の解明に大きな寄与をもたらしてきた。

従来の Sodar では、送受兼用のホーンとパラボラ反射板を組合せた形式の音響アンテナが一般的に用いられている。著者等は、開口合成方式という新しい形式の音響アンテナシステムを用いた Sodar の開発を昨年より開始した¹⁾。開口合成方式というのは、パラボラ等の反射板を用いるかわりに、平面上に配置した複数のホーンからの音波の干渉を用い音響ビームを形成するアンテナ方式のことである。この方式を採用することの利点は、(1)ホーン 1 個当りのパワーが小さくてもホーンの数が多いため全体としてのパワーが大きくなり、その結果、最大探査距離をのばすことができる、(2)ホーン毎の送受信信号に位相差を与えることにより、機械的手段によらず、ビームを任意の方向に向けることができる、などである。今回、開発試作した Sodar は、この特徴を利用し、1250 W という大きな送信出力を得ると同時に、1つのアンテナで5方向のビームを作り出す仕様の測風用 3次元 Doppler Sodar である。以下にこの装置の概要と、今回、Doppler Shift の算出法として新たに考案、採用した Simple Homodyne Complex Covariance 法 (SHCC) について説明する。

2. 装置の概要

今回、開発試作した開口合成 Doppler Sodar の基本構成を Fig. 1 に、主な性能諸元を Table 1 に示す。装置は、送受信信号の制御とデータ処理を行なう Main Unit; 送受信の切替と信号の増幅を行なう Array Controller; 25個のホーンからなる Array Antenna および各ホーンと Array Controller 間の信号線を取りまとめる Junction Box より構成される。送信周波数は 1400 Hz、送信出力は電気入力換算で 1250 W、250 W、25 W の 3段切替となっている。風速の 3成分は、Fig. 2 に示すように、ビームを 5方向 $Z \rightarrow X^+ \rightarrow X^- \rightarrow Y^+ \rightarrow Y^-$ の順で切替え、各方向毎に得られる受信信号の Doppler Shift を合成して求める。水平風速の合成におい

Table 1 System specifications of the phased array doppler sodar.

| | |
|------------------------------------|--|
| Number of horns | 25 |
| Operating frequency | 1400 Hz |
| Output power | 50 W/10 W/1 W × 25 |
| Half-power beamwidth | 11 deg |
| Beam steering order | Z → X ⁺ → X ⁻ → Y ⁺ → Y ⁻ |
| Zenith angle of beams | 15 deg for X ⁺ , X ⁻ , Y ⁺ , Y ⁻ |
| Phase difference between horn rows | 90 deg |
| Pulse length | 100 msec(S)/350 msec(L) |
| Pulse repetition period | 4 sec(S)/8 sec(L) |
| Doppler analyzing method | FFT/Simple Homodyne Complex Covariance |
| Receiver gain | 90-150 dB |
| Receiver band width | center frequency ± 158 Hz (FFT and L) center frequency ± 148 Hz (otherwise) |
| Range resolution | 31 m(S)/62 m(L) |
| Number of range gates | 16 |

S: short range, L: long range

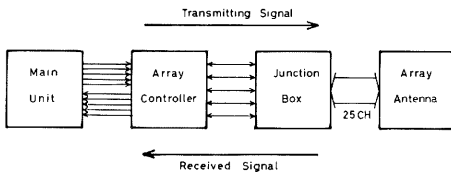


Fig. 1 Block diagram of the phased array doppler sodar.

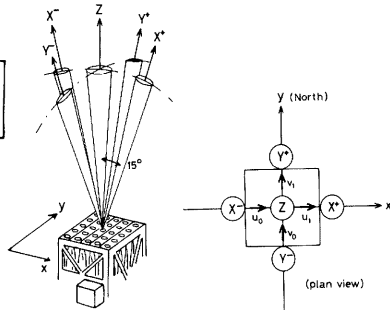


Fig. 2 Directions of the acoustic beams.

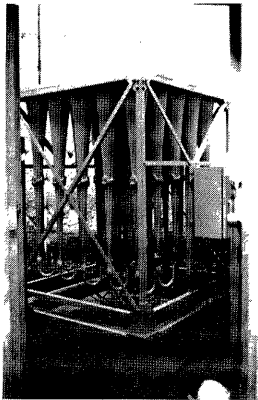


Photo. 1 Array Antenna of the sodar (side view). Box at right side is Junction Box.



Photo. 2 Array Antenna of the sodar (top view).

て、 Z と X^+ 、 Z と X^- のようにペアを組むことにより、Fig. 2 の u_0 、 u_1 等が求まり、水平風の divergence も観測できる。Doppler shift の算出方法は、FFT と新しく考案した SHCC のどちらでも行えるようにした。また、Long/Short の探査レンジの指定に対応して、パルス幅・パルス繰返し間隔・レンジゲート長が、350 msec—8 sec—62 m (Long)、100 msec—4 sec—31 m (Short) と連動して切換えられる。測定結果は、外部の処理用の計算機に、62 m または 31 m 毎16高度分の受信信号の振幅データと、Doppler shift のデータが、各ビーム方向毎に出力される。

Photo. 1 と Photo. 2 に示したのが、Array Antenna である。長さ 130 cm、開口部内径 18.2 cm のアルミ鋳物製のストレートホーンと、定格電入力 50 W のドライバーからなるユニット25個が、縦横 5 列ずつの方形に配置されている。隣接したホーンの間隔は、縦横共に 24.0 cm で、これは送信音波の 1 波長に相当する。隣りあったホーン列の送受信信号間に 90° の位相差を与えれば、天頂角 15° の方向に音響ビームを傾けることができる¹⁾。音響ビームの半幅幅は 11°、第 1 サイドローブのレベルは -12 dB と計算されている¹⁾。Photo. 1 の右端の四角の箱は Junction Box である。ここで Array Controller からの 5 本の送受信線がアンテナの25個のドライバーユニットへ接続される。1 本の送受信線には 1 列 5 個のドライバーが並列に接続される。列の向きは、Fig. 2 でビームが $Z \cdot X^+ \cdot X^-$ の方向の時は y 軸平行方向に、 $Y^+ \cdot Y^-$ の方向の時は x 軸平行方向になるように、Junction Box 内のスイッチにより選択される。

Photo. 3 は、Array Controller の外観、Fig. 3 は、そのブロック図である。Array Controller は、送信信号増幅用の Power Amp. と送受信切換の T/R Switch 並びに受信信号増幅用の Pre-Amp. からなっている。Main Unit から送られてくる 5 CH の送信信号は、5 台の Power Amp. により増幅され、水銀リレーの T/R Switch を介して Junction Box に送出される。一方、Junction Box より T/R Switch を通って送られてきた 5 CH の受信信号は、前後 2 段の Amp. により 70~100 dB 増幅される。信号は 700~2300 Hz の帯域のバンドパスフィルター (BPF) を通り Main Unit に送られる。

Photo. 4 は Main Unit と現在データ処理に用いているパーソナルコンピュータ (TEAC 社、PS-85) である。また Fig. 4 に、Main Unit のブロック図を示す。Main Unit は、マイクロプロセッサ 8086 を用いている。送受信信号の位相差制御、データの演算処理、外部とのデータ入出力、パネル面のスイッチよりの制御データ等は、すべてこれにより処理、コントロールされる。開口合成 Sodar において最も重要なホーン列間の送受信信号位相差処理は、次のように行われる。Oscillator で作られる 4.032 MHz の Clock 信号は Controller と呼ばれる部分に取込まれる。Controller はデジタルカウンタから構成されており、この信号を分周して 1400 Hz で位相が -180° 、 -90° 、 0° 、 $+90^\circ$ 、 $+180^\circ$ 異なった送信用の 5 CH のデジタルパルス信号を作り出している。このパルス信号が、Level Adjust & Gate と BPF & Phase Adjust の部分により出力パワーに応じた電圧レベルの正弦波に変換され、長さ 100 msec (Short range) または 350 msec (Long range) の 5 CH の音響パルス信号として Array Controller のユニットに送られる。一方、受信信号については、各列毎に位相差のついた局部発振信号を混合に用いる Heterodyne 検波方式により中間周波数に変換される。この局部発振信号も、Controller の部分で作られた、位相差をもつ 5 CH のデジタルパルス信号である。局部発振信号の周波数は、Long range でドップラー処理のモードが FFT の場合 2100 Hz、他の場合が 2800 Hz となっている。この結果、中間周波数は前者が 700 Hz、後者が 1400 Hz となる。中間周波数に変換された 5 CH の受信信号は、Adder の部分で加え合わされ 1 つの受信信号となる。必要に応じ、合成後の受信信号に、音波の距離減衰補正の TVG (Time Variable Gain) および -2 dB ステップ15段の Attenuation を施すことが可能な回路構成になっている。受信信号は、その後、帯域約 300 Hz のバンドパスフィルターを通し、A/D 変換され、マイクロプロセッサによりデータ処理される。

Main Unit の動作モードについては、Local 時は、パネル面のスイッチの切換により、出力パワー (1250 W/250 W/25 W)、探査レンジ (Short/Long)、Attenuation (0~30 dB)、ビーム走査 (Auto/Halt)、ドップラー処理方式 (FFT/CC) が設定できる。また Remote 時には、GP-IB バスを介し外部のコンピュータより、

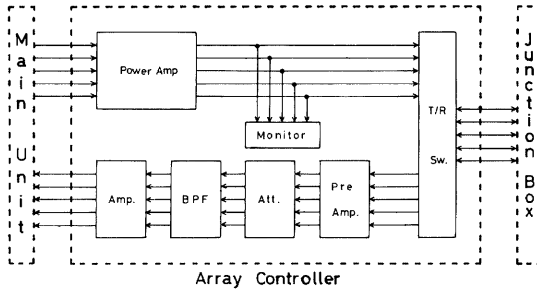


Fig. 3 Blockdiagram of Array Controller.

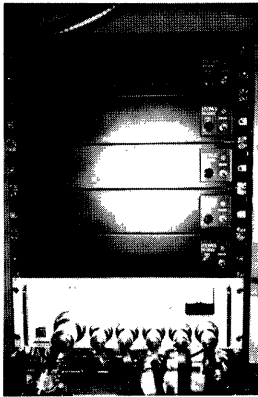


Photo. 3 Array Controller of the sodar.

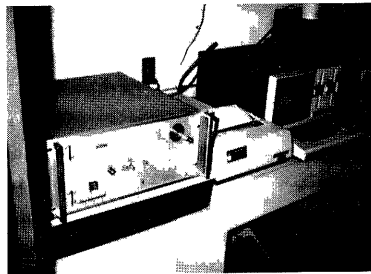


Photo. 4 Main Unit of the sodar (left) and the personal computer for data acquisition (right).

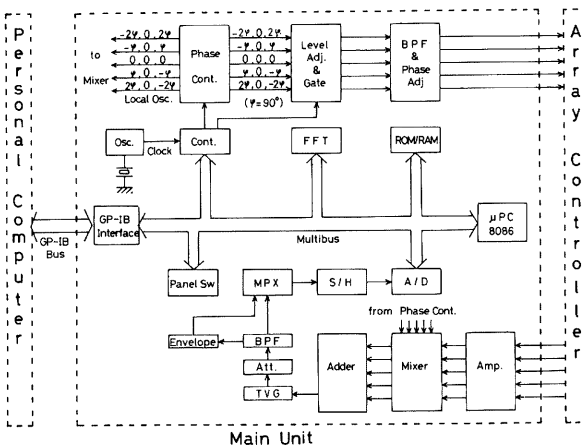


Fig. 4 Blockdiagram of Main Unit.

探査レンジ，ドップラー処理方式，観測の開始／停止が指定できる。受信信号の Doppler shift の計算処理は，各レンジゲート毎，1024点のデータについて行われる。FFT では，専用の演算ボードでデータは処理され，Short range の時， $-82.03 \text{ Hz} \sim +87.50 \text{ Hz}$ の32点（周波数間隔 5.47 Hz），Long range の時， $-84.77 \text{ Hz} \sim +87.50 \text{ Hz}$ の64点（周波数間隔 2.73 Hz）の Doppler Shift のパワースペクトル密度が得られる。SHCC では，複素相関関数の実数部と虚数部がマイクロプロセッサにより計算される。一連の処理が完了すると，ビームが次の方向に切換わる前に，16レンジゲートとノイズチェック用他の2レンジゲート分のデータが，GP-IB バスを介して外部のコンピュータに出力される。この時送られるデータの内容は，動作モード等を示す3バイトのラベルデータ，各レンジゲート毎の受信信号振幅データとパワースペクトル密度あるいは複素相関関数の実数部/虚数部のデータである。

3. Simple Homodyne Complex Covariance 法

Sodar におけるドップラー信号処理性には，種々のものがあるが，Homodyne Complex Covariance 法は比較的簡単な装置の構成でデータ処理が可能な手法であり，過去に著者等が試作した Sodar²³⁾²⁴⁾でも，成果を挙げている⁵⁾²⁶⁾。この方法は，Homodyne 検波により，受信信号の周波数をドップラー周波数にまで低減し周波数解析をやりやすくしている点に特徴がある。今回の Simple Homodyne Complex Covariance 法 (SHCC) は，従来，アナログ回路で行われてきた Homodyne 検波の過程をデジタル的に簡易化して実行しようという方式である。その原理と予備的検討結果について述べる。

Fig. 5 は Homodyne 検波の過程を示す。受信信号， y は，最初に送信信号と同じ周波数の \cos 成分の局部発振信号並びに \sin 成分の局部発振信号と混合される。混合後の信号に含まれる高調波成分は，ローパスフィルタにより除去され，ドップラー周波数の \cos 成分の信号， X_r と \sin 成分の信号， X_i が得られる。Homodyne 検波の過程をデジタル的に行なうと，最初の混合過程は，A/D 変換により得られた受信信号データ列， $y(t):y(0), y(1), y(2), \dots$ に局部発振信号のデータ列を掛け合わせることに対応する。この時，サンプルレートを送信周波数の4倍(今回は5600 Hz)にとると，局部発振信号のデータ列は， \cos 成分を $1, 0, -1, 0, \dots$ ， \sin 成分を $0, 1, 0, -1, \dots$ と簡単に表すことができる。そうすると混合過程の掛算の結果は， \cos 成分が $y(0), 0, -y(2), 0, \dots$ ， \sin 成分が $0, y(1), 0, -y(3), \dots$ となる。これが SHCC の基本的な点で Fig. 6 に示すように，もとの受信信号データ列の3番め，4番め，7番め，8番め，……の項の正負の符号を逆転させたのち，奇数番めの項と0を \cos 成分側に，偶数番めの項と0を \sin 成分側に交互に割当てていることになる。混合により生じる高調波の除去の過程は，SHCC では，16点の移動平均をとることによってローパスフィルタの作用をしている。その高域の遮断周波数は157 Hz であり，ドップラー信号処理の上では適当な帯域幅となっている。高調波の濾波能力は必ずしも完全とは言えないが，簡単に信号処理を行なえる利点がある。

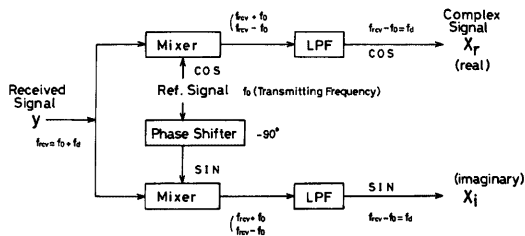


Fig. 5 Homodyne demodulating process in Homodyne Complex Covariance method.

次の処理過程では、移動平均して得られた複素信号のデータ列をサンプルして Doppler shift の算出に必要な複素相関関数を求める。このサンプルレートを 350 Hz、つまり、16個のデータにつき 1 個のデータをサンプルすることになっている。これにより、データ列に連続的に移動平均を行わなくとも、Fig. 6 の Mixing 後の cos 成分と sin 成分を16個毎ブロック平均し、その結果を複素信号の実数部 $X_r(n)$ 、虚数部 $X_i(n)$ のデータ列とすれば良いことになる。複素相関関数 $R(\tau)$ は、この $X_r(n)$ 、 $X_i(n)$ より次のようにして求められる²⁾³⁾⁴⁾。

$$\text{実数部 } \text{Re}[R(\tau)] = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{X_r(n)X_r(n+1) + X_i(n)X_i(n+1)\} \dots\dots\dots(1)$$

$$\text{虚数部 } \text{Im}[R(\tau)] = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{X_r(n+1)X_i(n) - X_r(n)X_i(n+1)\} \dots\dots\dots(2)$$

但し、 τ は複素信号のサンプル間隔を示している。今回の場合、 $1/350=2.86$ msec である。また、サンプル数、 N は 1 レンジゲート当たりサンプル可能な最大数、すなわち、Short range で 64、Long range で 128 である。平均 Doppler shift、 \bar{f}_d は次の式より求まる²⁾³⁾⁴⁾。

$$\bar{f}_d = \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{\text{Im}[R(\tau)]}{\text{Re}[R(\tau)]} \dots\dots\dots(3)$$

また、次式により \bar{f}_d を求めると受信信号中のノイズの影響を補償することができる²⁾³⁾⁴⁾。

$$\bar{f}_d = \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{\text{Im}[R(\tau)] - \text{Im}[R_n(\tau)]}{\text{Re}[R(\tau)] - \text{Re}[R_n(\tau)]} \dots\dots\dots(4)$$

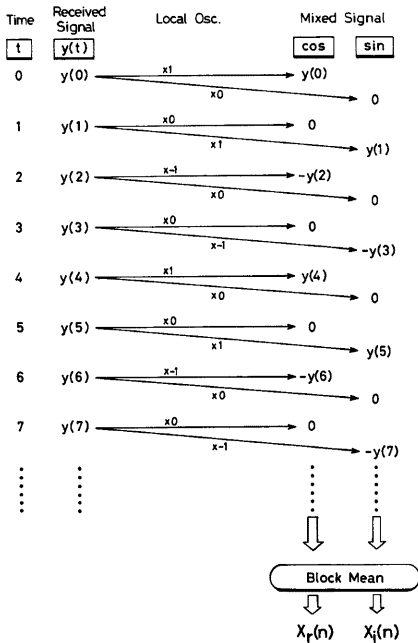


Fig. 6 Data handling process of SHCC method.

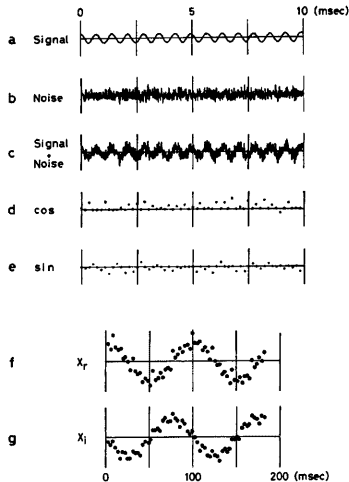


Fig. 7 Computer simulating process of SHCC evaluation.

但し、 $R_n(\tau)$ は信号に含まれるノイズ成分について計算された複素相関関数である。

この SHCC の手法としての妥当性について計算機でシミュレーションを行いチェックしてみた。Fig. 7 に示すように送信周波数 1400 Hz に任意の Doppler shift の設定周波数を加えた正弦波の信号値 (Fig. 7a) に、計算機で発生させた乱数 (Fig. 7b) に足し合わせ、ランダムノイズの混入した模擬受信信号のデータ (Fig. 7c) を作成する。この信号値を、5600 Hz 相当の割合でサンプルし、得られたデータ列に、1400 Hz 相当の局部発振記号のデータ列、1, 0, -1, 0, …… (cos 成分) と、0, 1, 0, -1, 0, …… (sin 成分) を掛け、Homodyne 検波を行なう。こうして得られた cos 成分の信号 (Fig. 7d) と sin 成分の信号 (Fig. 7e) に、16個単位のブロック平均を施し、複素信号の実数部 X_r (Fig. 7f) と虚数部 X_i (Fig. 7g) を求める。 X_r と X_i に(1)、(2)、(3)、(4) 式の計算を行い平均 Doppler shift, \bar{f}_d を求めた。Fig. 7 の例では、信号振幅の分散の比で定義した S/N 比 0 dB, Doppler shift の初期設定値 10 Hz に対し、求められた \bar{f}_d の値は、10.7 Hz であり、良好な結果が得られた。更に SHCC の手法の実用可能性を検討するため、乱数生成の初期値と S/N 比を変えて作り出した様々な模擬受信データについて \bar{f}_d を求めてみた。Fig. 8 は Doppler shift 設定値を 10 Hz とし 11 の乱数のパターンについて、S/N 比を変化させた時得られた \bar{f}_d の平均値と標準偏差をプロットしたものである。白丸のデータは、 \bar{f}_d の算出においてノイズデータを用い(4)式のノイズ補償を行った結果の平均であり、黒丸はこれを行っていない(3)式の結果の平均である。また 1印は \bar{f}_d のばらつきを示す標準偏差である。Fig. 8 では、S/N 比が低下するにつれ、 \bar{f}_d の平均値がもとの設定値より大きくなり、その値のばらつきも大きくなる様子がわかる。ノイズ補償を施している場合、設定値からの計算値のずれとばらつきは小さくなっており、補償の効果が認められる。今回の Sodar の場合、ビームが鉛直方向を向いている時 (Z 方向)、鉛直風速 1 m/s に対応する Doppler shift は 8.24 Hz、ビームが他の方向の時 (X^+ , X^- , Y^+ , Y^- 方向)は鉛直風速 1 m/s に対して 7.95 Hz, 水平風速 1 m/s に対して 2.13 Hz である。水平風速を 1 m/s、鉛直風速を 0.25 m/s の精度で観測できるためには、約 2 Hz の Doppler shift の測定精度が要求されることになる。Fig. 8 の結果によれば、値のばらつきも含めてこれが満足されるのは、ノイズ補償なしで、S/N > -5 dB、ノイズ補償ありで、S/N > -13 dB の範囲である。Fig. 9 は、参考のため FFT で Fig. 8 と同じ模擬受信データについて求めた Doppler Shift の平均値と標準偏差である。ここでは FFT の

周波数間隔計算 5.47 Hz より細かく Doppler shift を求めるため、試みとして、スペクトルの信号ピークとその横のポイントでのスペクトル密度比を用い、真の信号ピーク周波数位置を内分点として求めてみた。Fig. 9 の結果は、SHCC のノイズ補償時とほぼ同じで、Doppler shift の算出精度

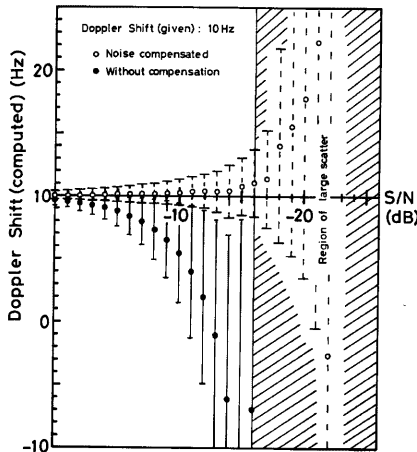


Fig. 8 Mean Doppler shift obtained by SHCC method vs. S/N ratio.

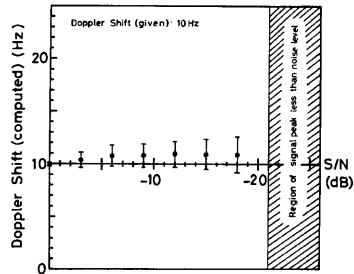


Fig. 9 Doppler shift obtained by FFT with interpolation.

2 Hz が満足されるのは, $S/N > -12$ dB の範囲である。結局, ここでの定義の S/N 比は少し他の場合と異なるので比較は困難であるが, Doppler shift の算出精度の点では, SHCC は通常の Complex Covariance とは差異はほとんどなく, FFT による解析と同程度であると思われる。

4. 新しい Soder による予備的測定結果

本報告で紹介した開口合成 Sodar は, 試作が終わり, 現在, 種々のテストを行なって性能を調べている段階である。

Fig. 10, 11 に試験測定時のデータを示す。これは, SHCC のドップラー処理モードでの, 受信信号振幅データと平均 Doppler shift, \bar{f}_d の鉛直分布である。Fig. 10 に×印で示したのが音波の送出を停止して背景雑音のみを受信した結果である。これによると, 一番低い高度のレンジゲートを除き, それより上の高度では, 音響エコーは, 背景雑音に隠されているようである。Fig. 11 の結果においても, Doppler shift の値は, 土数 10 Hz と不自然に大きく変化している。このように, 現在, 観測に使用するには未だ不十分な状態にあるが, 今後, 種々のチェック, 改善を通して装置として完成させる予定である。

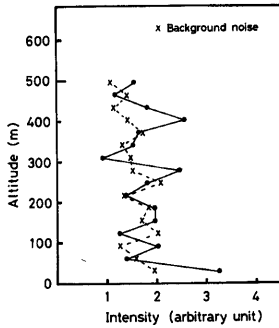


Fig. 10 Vertical profile of received signal of the sodar at preliminary test.

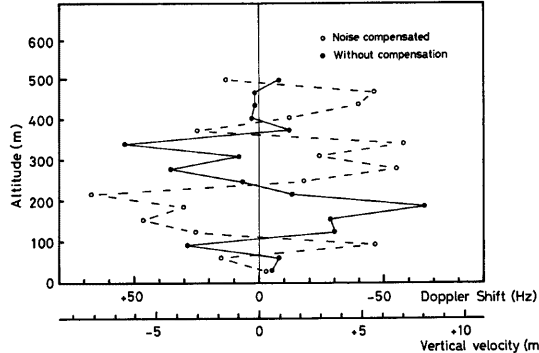


Fig. 11 Vertical profile of mean doppler shift \bar{f}_d with SHCC method obtained at preliminary test of the sodar.

なお, 本研究は, 文部省科学研究費 試験研究(1) 6084008 の補助により行われた。本装置の設計, 製作にあたり協力いただいた海上電機および助言いただいた研究分担者各位に感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) 村林 成・光田 寧: 合成開口方式による音波探査装置の可能性, 京大防災研年報, 第28号 B-1, 1985, pp. 347-447.
- 2) 光田 寧・伊藤芳樹・内田 諭: 風の遠隔測定のための音波探査器, 京大防災研年報, 第23号 B-1, 1980, pp. 325-334.
- 3) 光田 寧・塚本 修・内田 諭: 大気境界層の遠隔測定法の開発, 京大防災研年報, 第24号 B-1, 1981, pp. 381-389.
- 4) Ito, Y., S. Murabayashi and Y. Mitsuta: Development of a sodar for the study of planetary boundary layer, Bull. Disas. Prev. Res. Inst., Kyoto Univ., Vol. 35, Part 1, 1985, pp. 1-20.

- 5) 光田 寧・内田 諭：積雲の雲底下における大気の性状について，京大防災研年報，第25号 B-1, 1982, pp. 297-306.
- 6) Mitsuta, Y. and S. Uchida: Convective motion in the cumulus sub-cloud layer, J. Climate Appl. Meteor., Vol. 24, 1985, pp. 993-1000.