

# 大気境界層の遠隔測定法の開発

光田 寧・塚本 修・内田 諭

## DEVELOPMENT OF REMOTE SENSING SYSTEM FOR THE PLANETARY BOUNDARY LAYER

By *Yasushi* MITSUTA, *Osamu* TSUKAMOTO and *Satoshi* UCHIDA

### Synopsis

To examine the reliability of wind measurement by sodar, the complex covariance technique for estimating Doppler frequency is evaluated. The result suggests that the process of subtracting the covariance function of noise process is significant for accurate estimation. Then the data processing system of the Doppler sodar is developed in this method. Together with the sodar, RASS for the measurement of temperature profile is also under development.

### 1. はじめに

大気境界層, 特に 1000 m 位から 50 m 位までのいわゆるプラネタリー境界層内の気象現象は, 我々の社会活動にも直接関係し, その知識に対する要求は多い。しかし, 現実にその観測を実施するとなると信頼できる方法は少ない。高い観測塔を用いるのは直接的な方法であるが多額の費用と土地を必要とするし, 気球や航空機による観測はいつも連続的に行うことが出来ないし, 気象条件が悪ければ観測不能となる。従って, 大気境界層を地表から遠隔測定により観測研究することが考えられるようになり, 近年の計測技術の進歩の結果少しずつその試みが進みつつある。

京都大学防災研究所においても著者等が数年来そのための試みを進めており, 風については1979年度に試作した3次元測風 sodar がほぼ完成し, 300 m 程度の高さの範囲ではあるが風の3方向成分の測定が可能となった<sup>1)</sup>。また気温についても1979年度に電波音波複合探査装置の試作に着手し, 試運転を行うところまで進めることが出来た。以下にそれらの開発に関する報告を行う。

### 2. 測風 Sodar における Complex Covariance 法による周波数解析の評価

#### 2.1 周波数解析法の比較

Sodar による風速測定は受信散乱波の Doppler 周波数を検出することにより風速成分値を導出するものであり, 装置の性能を高めるには適切な解析方法を選ばなければならない。解析方法は様々なものがあるが, sodar のような測器のシステムの一部として使用する場合には処理時間が短いことが必要である。そのためいくつかの方法を比較した結果が数例発表されている。

Sirmans and Bungarner<sup>2)</sup> は, Doppler radar の周波数解析を念頭に置いて次に示す5個の方法についての比較を行った。それらは, 1) Fast Fourier transform (FFT), 2) Covariance argument or pulse pair processing (PPP), 3) Vector phase change (VPC), 4) Scaler phase change (SPC) 及び 5) Time derivative form of covariance (TDC) の方法である。これらの方法はいずれも信号をデジタル化して計算を行うもので, 2) の PPP という方法は complex covariance 法と同じ方法である。

彼等によると, スペクトルの形に関係なく平均周波数が求められるのは FFT だけであるが, 信号のスペ

クトルが対称的で且つ white noise の場合には, PPP と VPC もバイアスされずに求められることが示されている。また, 非対称なスペクトルでもその影響は小さく, 低い SN 比の場合に最も良い評価を得ている PPP が, Doppler radar (或いは Doppler sodar) の周波数解析に適している。

同様に Baudin<sup>3)</sup> は, Doppler sodar の周波数解析のためにアナログ的に扱う方法として, 1) Zero passage detector, 2) Phase comparator, 3) Phase lock loop (PLL) 及び 4) Analogue calculator についての比較を行い, デジタル的に扱う 1) Fast Fourier transform, 2) Fourier transform approach, 3) Covariance argument (PPP) 及び 4) Prediction filtering についての比較を行った。

その結果, アナログ的な方法では PLL が最も優れているが, デジタル的な方法はいずれもそれ以上に優れ, 4 方法は周波数を求める点で大差ないことを示している。但し, システムのコストの面から見れば, FFT や Prediction filtering はあまり効率的な方法ではないと述べている。

これらの結果より, PPP 即ち complex covariance 法が Doppler sodar の周波数解析を行うのに現段階で最適な方法であると言えよう。

Neff et al.<sup>4)</sup> によると, WPL の新しい sodar システムは, 受信信号を Doppler shift 周波数成分にまで beat down させた後, この complex covariance 法を用いて microcomputer で解析を行っている。その装置を用いた SN 比に対するテスト及びタワーとの比較観測の結果, SN 比に対する特性は以前に用いていた real covariance 法より良くなっており欠測率もかなり低下している。しかしながら, white でない background noise によってバイアスされてしまうことがあることも報告されている。

ここに述べる防災研究所の新しい装置も, この complex covariance 法を採用することにした。解析方法としては, WPL 同様受信信号を beat down させており, 雑音過程についての補正も行っている。

2.2 Complex Covariance 法による Doppler 周波数の計算

Complex covariance 法による平均周波数の導出方法は次のようなものである。

即ち, Miller and Rochwarger<sup>5)</sup> によれば, 信号及び雑音が独立なゼロ平均の定常複素ガウス過程であれば, その各々の lag time  $\tau$  の covariance 関数  $R_1(\tau), R_2(\tau)$ , そして両者を含む全過程の covariance 関数  $R(\tau) (=R_1(\tau)+R_2(\tau))$  から信号のスペクトル平均周波数  $\bar{f}$  は次のように求められる。

$$\bar{f} \approx \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{R_1(\tau)\}}{\text{Re}\{R_1(\tau)\}} = \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{R(\tau)-R_2(\tau)\}}{\text{Re}\{R(\tau)-R_2(\tau)\}} \dots\dots\dots(1)$$

ここでもし雑音が white であれば, 雑音からの寄与は無くなってしまふ。Neff et al. はこの点を仮定しており彼等の方法は信号の処理に関してははるかに簡単ではあるが, background noise はたとえ長時間に渡って平均しても white であるとは必ずしも言えず, その上受信波を filter に通した段階で既にこの仮定は成立たなくなっているはずである。従って, 雑音過程の covariance 関数を引き去るという操作は, 平均周波数を精度良く求めるために必要且つ重要なものであると思われる。

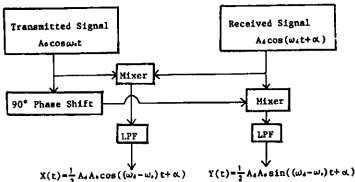


Fig. 1. Diagram of beat the received signal down to Doppler frequency.

ここで信号を間隔  $\tau$  で sampling し,  $t=n\tau$  より  $X(n)=X(n\tau), Y(n)=Y(n\tau)$  とおくと, covariance 関数  $R(\tau)$  の実部及び虚部は各々,

$$\text{Re}\{R(\tau)\} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \{X(n)X(n+1) + Y(n)Y(n+1)\} \dots\dots\dots(2a)$$

$$\text{Im}\{R(\tau)\} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \{X(n+1)Y(n) - X(n)Y(n+1)\} \dots\dots\dots(2b)$$

となる。全過程及び雑音過程について各々を求め、(1)式に代入すると平均 Doppler 周波数が求められる。

### 2.3 Doppler Sodar への応用

#### (i) $N$ 及び $\tau$ の決定

前節で説明した方法を Doppler sodar に適用しようとする場合、1つの covariance 関数を求めるためのサンプル data 数  $N$ 、そしてサンプル間隔  $\tau$  の適当な値を知っておく必要がある。というのも、時間  $\tau \times N$  ごとの風速値が計算されるのであり、これが即ち高度分解能に対応するからである。つまり、 $\tau \times N$  が小さい程高度分解能は良くなるが、 $\tau$  を小さくする（サンプル周波数を大きくする）ことは装置に高価なものが必要となり、或いは処理 data 数が多く計算時間が余計にかかり、余り効率的だとは言えない。一方  $N$  を小さくすれば計算の安定性が悪くなってしまいます。そこで装置の性能を考慮して、サンプル周波数を 500 Hz 程度、高度分解能を数 10 m、 $N$  にして100個以下程度を目安にして実験を行ない検討してみた。

実験は、1600 Hz 付近で white に近い noise を加えた SN 比の異なる数種類の模擬受信信号を用いて行った。

計算結果のばらつきの  $N$  による変化を調べたのが Fig. 2 である。グラフには100回の計算値のばらつきの標準偏差の値が示されている。ここで SN 比は、1600 Hz の信号のピークレベルと雑音の平均的なレベルとの比で表わしており、またサンプル周波数  $f_s$ (500 Hz) に対する模擬的な Doppler shift 周波数  $df$  の比は 0.09 である。

この図から見ると各々の値はほぼ  $1/\sqrt{N}$  に沿った曲線上に並んでいる。直観的ではあるが、 $N=60$  個程度に取れば十分であろうと思われる。 $N=60$  個はサンプル周波数 500 Hz の場合、高度間隔にして約 20 m に対応することになる。従って以下は  $N=60$  個の場合の結果について示されている。

Fig. 3 は shift 周波数に対する計算結果の追従性について調べた結果である。横軸は信号の shift 周波数のサンプル周波数に対する比で、縦軸は complex covariance 法で計算した shift 周波数のサンプル周波数に対する比である。a) が (1) 式における noise の covariance 関数  $R_c(\tau)$  を引かない場合、b) が引き去った場合である。図中実線は、信号が純粋な正弦波の場合の値である。

SN 比 30 dB の時には、noise を引く引かないに拘らず正しい結果を得ていることがわかる。次に 18 dB の時には、a では過小評価となり、b ではやや過大評価となっている。しかし、本来ならば noise は信号と

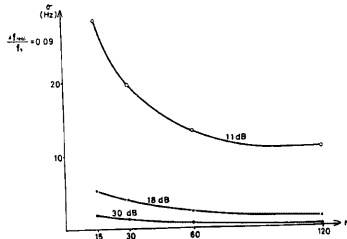


Fig. 2. N dependent curve of standard deviation of calculated frequency; N is the number of sampled data which composes one covariance function.

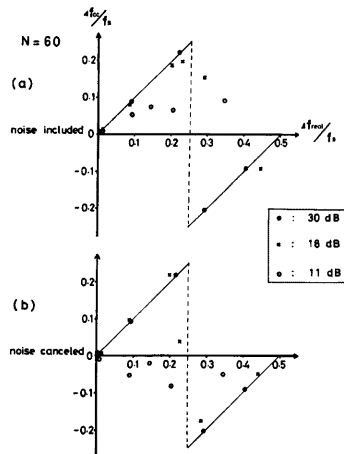


Fig. 3. Following of calculated value against shift frequency, (a) is the case of which covariance function of noise is not subtracted and (b) is the subtracted case.

同時 sampling でなければならないところが、この場合の noise は noise だけを別に取っておいてその平均値をもって与えているので厳密に比較することは出来ないが、noise を引き去る方が良い評価を与えているように思える。また 11 dB に関しては、もはや精度良く求めようとするのは困難であることもわかる。

以上のことを考慮した上でまとめると、SN 比がある程度 (20 dB 前後) 以上ある場合には、 $\Delta f_s/f_s$  が (理想的には0.25であるが) 0.2程度までは十分に良い精度で計算されると言えよう。

防災研究所に設置した装置は受信信号に対して  $\pm 100$  Hz の BPF をかけており、それ以上の shift 周波数を持つ場合は考慮されない。従って  $\Delta f_s/f_s < 0.2$  が保たれる。それは、1 Hz という Doppler 周波数は風速成分にして約 0.1 m/sec になり、送信ビームの天頂角を考えると、100 Hz の shift 周波数は水平成分にして約 35 m/sec に対応するからであり、実際問題としてこれ以上の強さの風が吹くことはまず無い。

### (iii) 音響信号による SN の試験

実際に音響信号を用いた SN 比に対する実験を行って最終的な試験を行って見た。実験方法は、function generator で発振させた正弦波の連続信号を周波数及び出力を変化させながら1個のスピーカーから送信し、それを受信用のホーンで受信して解析を行った。その際 A/D 変換するサンプル周波数は 500 Hz で、 $N=60$  個の data で1個の covariance 関数を計算し、それから求めた周波数値を70個平均したものを Fig. 4 に表わしてある。

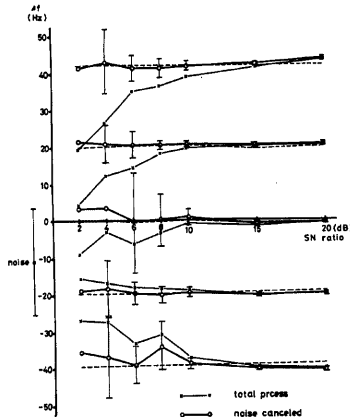


Fig. 4. Frequency estimation under various signal to noise conditions.

るように計算値の標準偏差が大きくなっており、特に shift 周波数の小さい場合、即ち弱風時において計算値のばらつきが大きくなっていくことには注意を要するであろう。

尚、SN 比が 2 dB になるのは本装置の場合には、大気の状態にもよるが、高度にしておよそ 300 m 前後に対応する。但し、本装置は1個のパラボラ反射面で3方向へ音波を送信するというようなアンテナ系の簡易化を図っているので、アンテナ系次第ではより高い高度まで測定可能なはずである。

以上の結果より、Doppler sodar の周波数解析に complex covariance 法を用いることは、低い SN 比に対しても精度良く計算できるという点、また Doppler 周波数成分にまで beat down してサンプル周波数の低減化を行っておけば、microprocessor でも十分 real time 処理が可能という点で適していると言えよう。そして、この方法を適用する際には、雑音過程の covariance 関数を引き去ることが必要である。実際問題として、noise を信号と同時に sampling することは困難であるので、送信と送信との間で信号の level が明

らかに noise level に比べて無視できると思われる時に受信して、それを noise とする方法を取らざるを得ない。その場合、filter 域内の周波数範囲では、短周期(数秒以内)の noise の変動は無視できるという条件が必要となる。SN に対する試験の結果からは、この条件はほぼ満たされていると思われるが、予期しない雑音(飛行機や鳥の鳴声等)が混入する可能性は十分にあるので、この点をどのように処理するかは処理システムの確立の上で重要な課題であろう。

### 3. Data 処理システム

防災研究所の新しい Doppler sodar システムの機械的な諸定数は **Table 1** にまとめてある。受信信号は microcomputer (TEAC 社 PS-80) で処理を行うが、500 Hz で A/D sampling を行う場合、例えば高度 500 m までの風速成分値を得ようとすれば、covariance 関数を計算するのに 2 channel の data が必要であるから約3000個の data から成る計算を数秒で行わなければならない。

装置の性能からパルス送信間隔は最大10秒であるので、10秒間に、送信→信号の受信→信号の covariance 関数の計算→雑音(とみなすもの)の受信→雑音の covariance 関数の計算、という手順を実行できるよう

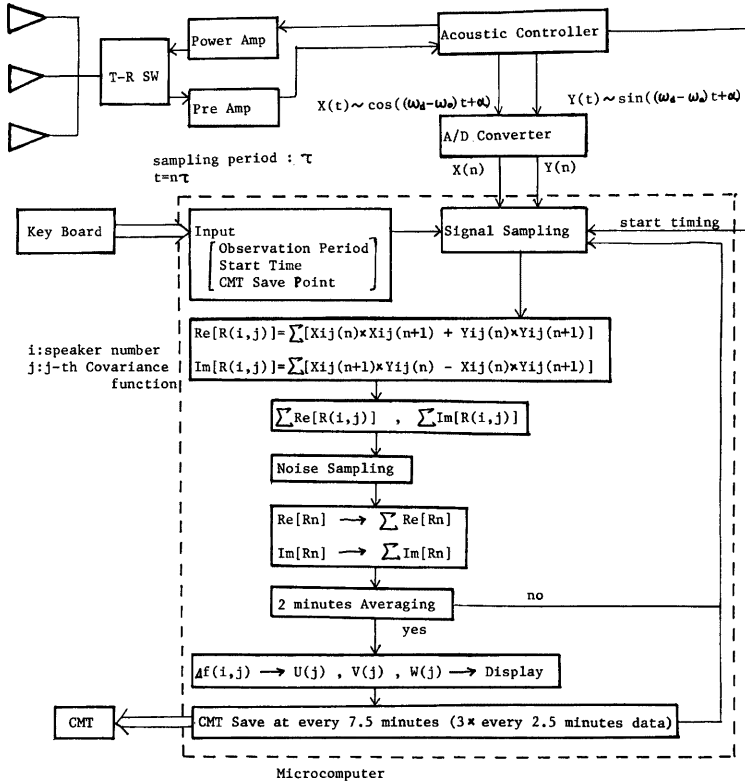


Fig. 5. Diagram of data processing.

Table 1. Specifications of Doppler Sodar System.

Carrier Frequency	1600 Hz
Transmitter Power (electric)	10, 50, 100, 300 Watts
Pulse Width	50, 100, 250 msec
Pulse Repetition Period	10 sec
Antenna (paraboloidal dish)	
Diameter	180 cm
Focal Length	58 cm
Beam Direction (zenith angle)	16°
Half-power Beam Width (radial section)	13°

な programing を行った。その data 処理の様子は Fig. 5 に示されている。

ここで1組の風速値を得るためには、3方向の Doppler 周波数の値が最低1組ずつ解れば良いが、mono-static 方式を取っているためビームは3方向へ空間的に広がり、それ故各々の方向の瞬間的な値を用いて風速成分値を合成することには問題がある。そこで数回の sounding について平均した値を用いて風速値を計算することにした。ここでは各々の方向の4回の sounding について平均し、従って2分ごとに1組の各高度に対応する covariance 関数の値が得られる。しかし、それを更に風速値に換算するのに時間を要するため、2分30秒間隔で風速3成分値を導出することにした。また、計算に要する時間の都合上1回の信号の sampling は約2秒間に限られ、従って観測高度範囲は340m までである。そして雑音として受信を行っているのは送信後約7秒後の状態であり、1組の風速値を求める2分30秒間のうちの延べにして約5秒間の平均値を求めて計算を行っている。最後に、計算された風速値は7分30秒ごとにカセットテープの1block (256 byte) に収録される。従って、カセットテープは片面に約1000 blocks 記録できるので、このシステムで約5日間の連続観測が可能である。

#### 4. 測風 Sodar の観測例

処理システムの完成以後適時観測を行っているが、防音対策が不十分である等の理由により、現在までには長期に渡る連続観測は行われていない。従って、数時間程度の断片的な観測結果しか得られていないが、その中にも興味深い現象が現れている。以下に数例紹介する。

Fig. 6 は、1981年2月18日20時16分より21時16分まで1時間の水平風速の変化を見たものである。図には顕著な強風域が次第に下降し、その後に弱風域が続く様子が示されている。このことは傾斜を持つ強風帯が通過していると解釈できるが、その勾配が緩い(1/50程度)点、また強風帯の厚みが薄い点など興味深く思われる。しかも、これに類似した現象が他の観測例においてもよく現れている。

次に示す例は、3月24日17時30分より22時まで観測した結果である。当日は東方より低気圧が接近しており、21時15分頃から小雨が降り始めていた。Fig. 7 はその時の受信強度の変化を見たもので、これはファクシミリ記録と同じ性質のものである。これを見ると、18時前後には200m 付近に比較的強い層状エコーが存在し、19時頃になると新たに接地していたエコーが上昇し、20時頃にかけて強い層状エコーを生成している。その後21時頃に接地層から急速に上昇するエコーが見られる。これに対応する時間帯の風向風速分布の変化を見たのが Fig. 8 である。ここで (a) は水平風速、(b) は風向を北からの角度で(東回り)を表わし、(c) は鉛直風速である。

両図を眺めるといくつかの点に気が付く。まず、エコーの強い所では水平風速が相対的に大きくなっている点、エコーが急速に上昇する(或いは弱くなっていく)所では、鉛直風速が上向きに大きくなっている点等である。また、17時50分頃や20時20分頃に見られるような下降気流に伴って風速が急上昇している点も興

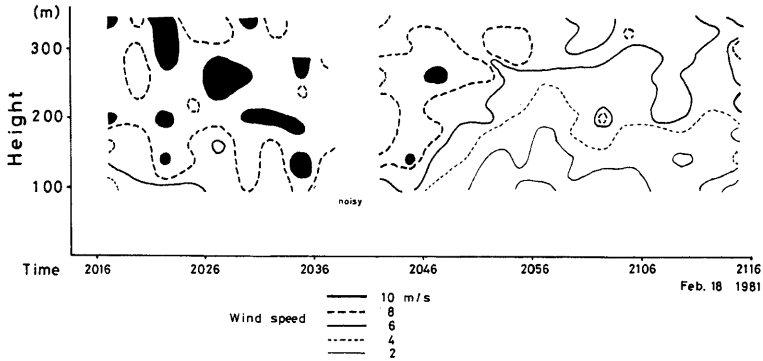


Fig. 6. Example of the horizontal wind speed data.

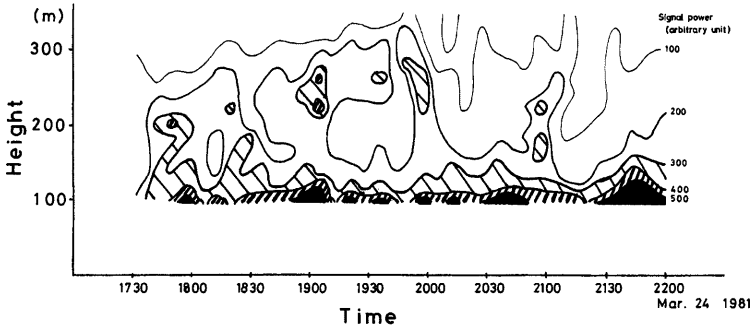


Fig. 7. Time and space variation of the received signal power.

味深い。更には、21時15分頃から小雨が降り出しているにも拘らず十分に測定できていることも意味のあることであろう。

## 5. RASS の試作

京都大学防災研究所で開発中の電波音波複合探査装置 (RASS) の原理および概略については先に報告したとおりである<sup>23)</sup>。地上より周波数を少しずつ変化させながら発信する音響パルスを鉛直ビームレーダ (S band) で追って電波と音波が同調し、Bragg scattering によって電波が反射して来る高さと言波の周波数からその高さの気温を知ろうと言うものである。現在、諸外国または電波研究所において開発中の RASS は一定の周波数の音波信号を用い電波の方をそれに同調させて、音波の伝播速度を測定し気温を知るとい形式のものがほとんどであるのに対して、ここで開発しようとしたものは一定周波数の電波を出しておいて、それに同調する音波の周波数を知るとい点で異なっている。

電波系としては S band (波長 10 cm) の船舶用レーダを送受信器を改造し、直径 3 m のパラボラを用いた鉛直ビームのレーダを用い、受信信号の video 出力を取り出せるようにした。出力はピークで 60 kw、パルス幅 0.08  $\mu$ s でパルスの繰り返しは 3000 Hz である。

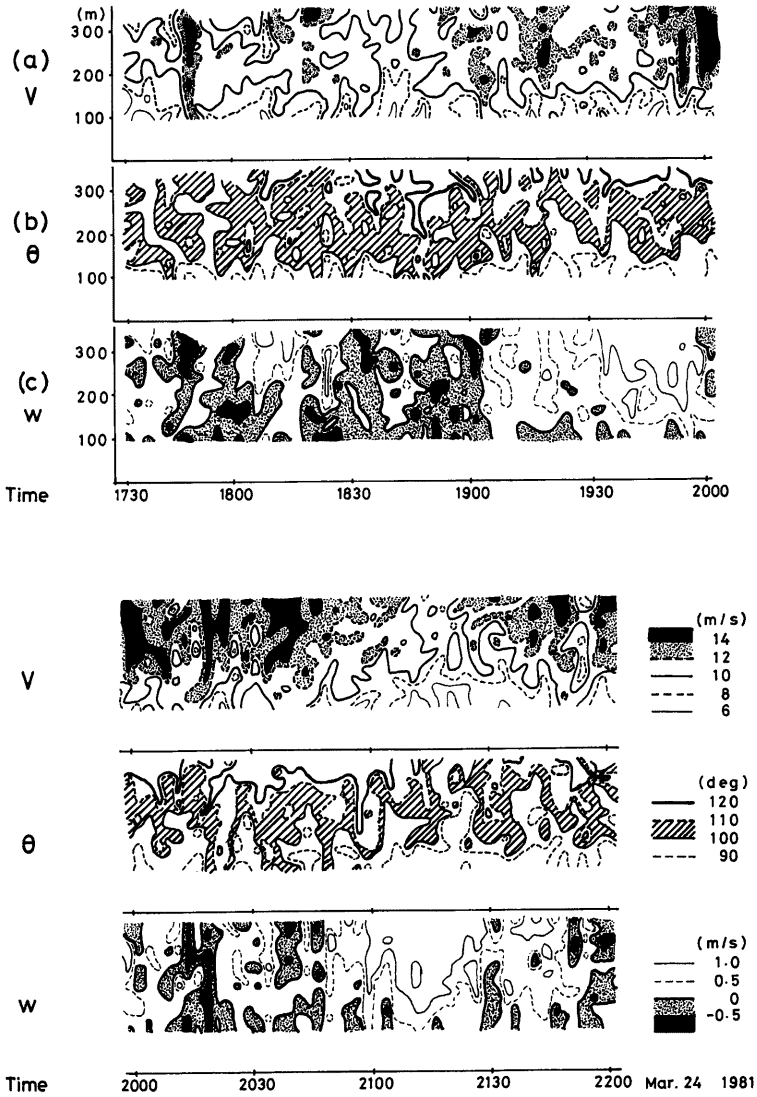


Fig. 8. Time and space variation of the horizontal wind speed,  $V$ , the wind direction (from north),  $\theta$ , and the vertical wind velocity,  $w$ .



これに対して音響系は新たに設計した周波数掃引音響送信器で 6,358.8 Hz から 7,215.75 Hz までを 6.75 Hz ステップで変化させながら 60 m/sec のパルス幅の音波信号を次々に出して行くという型になっている。出力は最大 300 W で、この装置からレーダおよびデータ処理装置を制御する信号が出るようになっている。音波の周波数のステップは温度にして約 0.5°K の分解能ということになる。

レーダの反射波はそのままでは雑音が多いので、高速度で A/D 変換した後、128回のパルス繰返しについて平均化を行い、これを出力するようなトランジェントメモリー（川崎エレクトロニカ M-50 E）を用い、その出力をマイクロプロセッサ（Micro-NOVA）に記録し音響の方の掃引が終了してから、高度別に受信信号のレベルの平均値と各々の時刻のそれからの差を出力するような方法で同調点を探すという方法を取った。

これらの全装置が完成したのは昭和55年度の終わりに近かったため試験的な運転を行うことが出来ただけである。しかし、試してみると予想外に音波送信器の変換効率が悪く、音響出力が不足しているようであった。そのために、音波と電波の波長比を 1対1 とすることにし音響周波数を 1/2 すなわち 3 179.25~3 608.875 Hz の掃引に変更した。また電波系についてはパラボラのサイドロープのため水平線に近いところに見える山や送電用高鉄塔からの反射が近距離のところに現われ、音響パルスからの反射のレベルよりずっと大きいということが見られた。この点についてはパラボラの開口部に電波吸収材を並べることにより、かなり改善されることが実験の結果明らかとなったので、電波吸収材を購入しパラボラの周囲に反射防止壁を作ることにした。

以上のように温度分布を測定するための RASS はまだその機能を果すところまで進んでいないので引き続き実験改善を進める予定である。

## 6. 結 語

このように大気境界層を地上から遠隔測定するための方策は少しずつではあるが開発が進んでおり、特に風の分布については 300 m ぐらい以下では実用の域に近づいている。このような方法が完成すれば地上から連続的な境界層の観測を行うことができ、大気物理学の研究のみでなく、大気汚染や航空管制などの実用的な意義は大きいと思われる。今後も引き続き改良のための努力を続けるつもりである。

終りに当り本研究を進めるに当り協力して頂いた海上電機、および日本無線の各社に感謝する。

## 参 考 文 献

- 1) 光田 寧・伊藤芳樹・内田 論：風の遠隔測定のための音波探査器，京都大学防災研究所年報，第23号 B, 1980, pp. 325-334.
- 2) Sirmans, D. and B. Bumgarner: Numerical Comparison of Five Mean Frequency Estimators, J. App. Meteor, Vol. 14, 1975, pp. 991-1003.
- 3) Baudin, F.: Estimateurs de fréquence pour mesurer la Doppler sodar, CNET, Note technique, CRPE/38, 1977.
- 4) Neff, W. D., H. E. Ramm and C. Wendt: WPL Doppler Sounder, Low-level Intercomparison Experiment, WMO Report, Instruments and Observing Method, No. 3, 1980, pp. 63-69.
- 5) Miller, K. S. and M. M. Rochwarger: A Covariance Approach to Spectral Moment Estimation, IEEE. Trans. Inform. Theory. Vol. IT-18, 1972, pp. 588-596.
- 6) 光田 寧・伊藤芳樹：電波音波複合探査装置 (RASS) の可能性について。京都大学防災研究所年報，第22号 B, 1979, pp. 419-427.