

風の遠隔測定のための音波探査器

光田 寧・伊藤芳樹・内田 諭

ACOUSTIC SOUNDER FOR REMOTE MEASUREMENT OF WIND

By Yasushi MITSUTA, Yoshiki ITO, Satoshi UCHIDA

Synopsis

A new type three dimensional Doppler Sodar for measuring wind is developed. Three monostatic sounding beams are produced by three transducers, on one large parabolic reflector, switched alternatively. Received signals are converted by heterodyne method and analyzed by covariance method to get Doppler frequency. The result of test measurement shows the possibility of this type of Sodar to provide useful data for the study of the planetary boundary layer.

1. ま え が き

大気境界層は地表面の影響を直接受ける地上 1000 m 程度までの大気の層であり、その中での現象は、気象学的に興味深いものであることは無論であるが、社会活動とも様々な形で直接関係している。特に近年には、高層ビルや塔などの高い建造物が作られたり、或いは空港での航空機の離着陸や汚染物質の大気中での拡散等の問題があり、境界層内の気象要素、特に風及び気温の分布の知識の必要性が増している。そのため観測方法としては、観測塔や気球によるものが専ら用いられている。しかし、高い塔は簡単に建てられず、気球による観測はやっかいであり、どこでもいつでも行なう訳には行かない。そのため連続的な観測結果が容易に得られないというのが研究を進める上で大きな障害であった。

そうした中で、1968年にオーストラリア WRE (Weapon Research Establishment) の McAllister¹⁾ は、音波による境界層の探査装置 (Acoustic Sounder または Sodar, 以後 Sodar を用いる) を開発し、同年オーストラリアを訪れた NOAA, WPL (Wave Propagation Laboratory) の Little²⁾ によってその可能性が検討された。その結果によると、地上から遠隔的に上空の気象要素が時間的空間的連続性をもって観測でき、従来の観測法の欠点を補うのに十分である。しかも装置が比較的簡単のため、その後各国で競って開発研究が進められ、今では実用化の段階に至りつつある。

京都大学防災研究所においても、まず 1 次元的な Sodar を開発し観測を行ってきた³⁾ が、今回これを改良して 3 次元測風 Sodar を製作することとした。新しい装置は 1979 年度に完成、試運転を開始したが、本報告はその装置の紹介及びそれによる予備実験の結果をまとめたものである。

2. Sodar による風速測定研究の概観

Little²⁾ の示した音響的方法による気象の遠隔測定に関する可能性として、風の測定に関連しては Doppler system の利用によって風向・風速の鉛直分布を知ることができるとされている。即ち散乱波の受信周波数が送信周波数に比べてどれだけ shift しているかを検出して、上空の風の分布を知ろうというものである。

こうした試みを実際に最初に行なったのは、1970年に WPL の Beran⁴⁾らであり、彼らは鉛直方向に向けた monostatic mode の Sodar により鉛直風速成分を測定して、ファクシミリ記録に現れる熱プルームや

放射逆転などのエコーとの関係を調べた。ついで彼ら⁵⁾は bistatic mode を用いて、ビームの交わる高度での風速を測定する方法を開発し、係留気球で測定した値と比較させて、十分良い精度で上空の風速を測定できることを示した。風速の鉛直分布の測定についてはアメリカが最も進んでおり、Kaimal ら⁶⁾によって±0.5 msec⁻¹程度の精度で高さ数100 mまで風速分布が求められることが確認されている。

こうした発展の大部分はエレクトロニクスと計算機の急速な進歩によるものであり、特に計算機の進歩によって高速計算が可能になったため、ほぼ real time に観測資料の処理ができるようになってきている。一部では、実用的段階として routine 観測に利用されるようになっており、Stapleton Airport (Denver) や Dulles Airport (near Washington, D. C.) 等の空港で、wind shear の観測に Doppler Sodar が使用されるようになってきている。しかし、精度や信頼度を良くするための改良を必要とする面が多い。

ところで Sodar は、音波を大気中に投射して、その散乱波を受信して地上から大気中の屈折率の変動を検出する測器である。送受信機が同一場所にある monostatic mode の Sodar は、大気中からの後方散乱波を捕えるもので、受信強度は次のような Radar equation で表すことができる。

$$P_R = P_T E_T E_R \sigma(\pi) \frac{C\tau}{2} \cdot \frac{A_R}{h^2} \cdot L \quad \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 P_R : 電力換算した受信パワー

P_T : 電力換算した送信パワー

E_T : 電気—音響変換効率

E_R : 音響—電気変換効率

$\sigma(\pi)$: 後方への単位体積・単位立体角当りの散乱断面積

C : 散乱体内での平均音速

τ : 信号のパルス幅

A_R : 有効受信アンテナ面積

h : 探査高度

L : 大気による減衰損失

これらの値のうち、 P_T 、 E_T 、 E_R 、 τ 及び A_R はいずれも装置に固有の値であって、周囲温度などによって多少変動することは考えられるが、1回の観測においては一定値として扱っても問題はない。また音速 C は、高さ数100 mの境界層内の大気では、温度変化は高々10℃、水蒸気圧の変動も高々数10 mbであり、音速の差も1～2%以下であり、この式の取扱いに際しては一定としても問題はない。減衰損失 L は、吸収係数 α (m⁻¹) を用いて $L = e^{-2h\alpha}$ となる。 α は周波数、相対湿度、気温によって決定される量であり、Harris⁷⁾ による室内実験の結果より、一般に Sodar で用いられる1～2 KHzの音波に対して、常温では1～3×10⁻³m⁻¹程度の値を持つ。よって h が数100 mといった場合の L の大きさは、 $L \sim 0.1$ 程度である。

散乱部分の性質を示す散乱断面積 σ が、観測に必要な信号強度を決定する主要な要素である。Tatarskii⁸⁾によれば、等方性乱流を仮定した場合、散乱角 θ に対する散乱の式は次のように表わされる。

$$\sigma(\theta) = \frac{\pi}{2} k^4 \cos^2\theta \left[\frac{\Phi_T(K)}{T^2} + \frac{\cos^2\frac{\theta}{2}}{\pi} \frac{E(K)}{C^2 K^2} \right] \quad \dots\dots\dots(2)$$

ここで k は音波の波数、 T と C は各々散乱体内での平均温度及び平均音速、 $\Phi_T(K)$ と $E(K)$ は散乱ベクトル波数 K における温度変動と風速変動のスペクトル密度で、 $K = 2k \sin \frac{\theta}{2}$ という関係にある。Monostatic mode の後方散乱 ($\theta = \pi$) の場合には $K = 2k$ となり、音波の2倍の波数、つまり音波の波長の半分の長さのスケールの気温の乱れによる散乱のみが有効である。Sodar の使用周波数が1～2 KHzということより、そのスケールは10cm前後のものである。これは慣性小領域内であるということから、そのスペクトル密度は構造関数によって書き直すことができ、(2)式は $\theta = \pi$ と置いて

$$\sigma(\pi) = 0.0039 k^{1/3} \frac{C_T^2}{T^2} \quad \dots\dots\dots (3)$$

と変形でき、風速変動の項は無視できて、温度変動のみで決定されることが示される。この C_T^2 は構造定数と呼ばれるもので、 $C_T^2 = (T(r_1) - T(r_2))^2 \cdot |r_1 - r_2|^{-2/3}$ で定義される。

C_T^2 は大気安定度によって変化するが、現実には境界層内の大気は常にある程度の乱れを持っており、実測値⁹⁾によると、ほとんどの場合 $C_T^2 \geq 10^{-8} \text{ deg}^2 \cdot \text{m}^{-2/3}$ であるとされているので、この値を用いると散乱断面積 σ はほとんどの場合 $\sigma(\pi) \geq 10^{-12}$ となる。

(1) 式において各項の大きさを、 $P_T \sim 10^2$, E_T , $E_R \sim 0.1$, $\sigma \sim 10^{-12}$, $\frac{C_T}{2} \sim 10$, $A_R \sim 1$, $h^2 \sim 10^4$, $L \sim 0.1$ と与えると $P_R \sim 10^{-16} \text{ W}$ となる。一方受信機の熱雑音のパワーレベルが $P_N = kTB$ で表わされるとする、但し、 k は Boltzmann 定数、 T は絶対温度、 B は受信バンド幅である。 $B = 100 \text{ Hz}$ とすると、 $P_N \sim 4 \times 10^{-19} \text{ W}$ であり、変換効率を考慮すると、受信雑音パワー P_{RN} は、 $P_{RN} \sim 4 \times 10^{-20} \text{ W}$ となる。従って SN 比 (P_R/P_{RN}) は $+34 \text{ dB}$ となる。この程度であるならば、いつでもあらゆる高度からの散乱波を受信することが可能である。従って受信感度さえ良くすれば、いつでもどの高度からでも散乱波が返って来るのを検出できるということの意味するものであり、従来の逆転層などの気温変動の大きい部分のみを検出する型の Sodar でも感度を良くすれば、全高度でエコーが見えるということになる。

ところで散乱されて来た散乱波は、散乱体の移動速度によって Doppler shift を受けている。この Doppler 周波数を検出することにより散乱体の移動速度を知ることができるというのが Doppler Sodar の原理である。

Fig. 1 は散乱体による Doppler shift を模式的に表わしたもので、 $\vec{K}_0$, $\vec{K}_r$ は各々送信及び散乱波の波数ベクトルで、 $\vec{V}$ は風速ベクトル、 θ_T , θ_r は各々送信及び受信角である。この場合、 $\vec{V}$ の $\vec{K}_s - \vec{K}_0$ 方向の成分によって Doppler shift されるから、shift 周波数 $\Delta f = f_s - f_0$ は、

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} (\vec{K}_s - \vec{K}_0) \cdot \vec{V} \quad \dots\dots\dots (4)$$

また、 $|K_s| \approx |K_0|$ であるから $|\vec{K}_s - \vec{K}_0| \approx 2K_0 \sin \frac{\theta}{2}$ とみなせるので、送信波長 λ_0 を用いて、

$$\Delta f \approx \frac{2V}{\lambda_0} \sin \frac{\theta}{2} \cos \beta \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。或いは音速 C を用いると

$$V \cos \beta = \frac{C}{2 \sin \frac{\theta}{2}} \frac{\Delta f}{f_0} \quad \dots\dots\dots (6)$$

であり、後方散乱波を捕える場合には、 $\theta = \pi$ で散乱体から受信器方向を正とした軸方向の風速分値 V' は、

$$V' = \frac{C}{2} \frac{\Delta f}{f_0} \quad \dots\dots\dots (6')$$

として得ることができる。従って V' を 0.1 m sec^{-1} の精度で検出するためには、 $C = 340 \text{ m sec}^{-1}$, $f_0 = 1600 \text{ Hz}$ を用いると $\Delta f \approx 0.94 \text{ Hz}$ であり、約 1 Hz の精度で Doppler 周波数を検出しなければならない。

Doppler 効果による散乱体の運動の検出は音波の進向方向の分速度しか与えないのだから、風の高さ方向

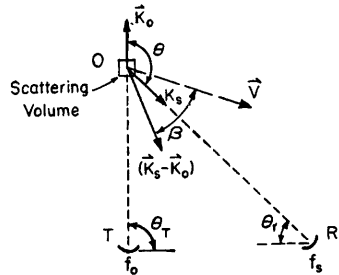


Fig. 1. Schematic diagram showing the orientation of wave vectors from a transmitter, T, and a receiver, R.

の分布を monostatic な装置で測定するには数合併用しなければならない。しかもなるべく同じ部分からの散乱を検出するのが好ましいから、離れた3点から測定しようという空間に向けて探査をするというのが理想である。しかし、送受信機を傾けて動かすことは広い土地を必要とすることから、このような方法はあまり実用的ではない。そこで bistatic の装置が用いられたりしているが、上空での風速の空間的な変化はそれほど大きなものではないから、1点から3つの方向に monostatic の Sodar を天頂より少しずらせた方向に向けて設置し、ある空間の中の風の性質は同じであると仮定して、風速の3次元の高成度分布を求めるという新しい方法をこの装置においては考えて見た。3つのビーム軸の天頂からの角を φ 、方位角は 120° ずつ3等分し、1つの軸を北に合わせ東回りに順に1～3の番号をつける (Fig. 2)。すると、Doppler shift に寄与する各軸方向の風速分値 V_i' を用いて、風速3成分は、

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{\sqrt{3}}{3 \sin \varphi} (V_2' - V_3') \\ v &= \frac{1}{3 \sin \varphi} (2V_1' - V_2' - V_3') \\ w &= \frac{1}{3 \cos \varphi} (V_1' + V_2' + V_3') \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

となり、更に (6)' を用いると、

$$\left. \begin{aligned} u &= -\frac{\sqrt{3} C}{6 f_0 \sin \varphi} (df_2 - df_3) \\ v &= -\frac{C}{6 f_0 \sin \varphi} (2df_1 - df_2 - df_3) \\ w &= -\frac{C}{6 f_0 \cos \varphi} (df_1 + df_2 + df_3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

である。尚、ここでの負号は送信方向を正としていることによる。このようにして風速3成分を求めることができる。

3. 新しい3次元 Doppler Sodar

上に述べたような風の3成分の高度分布が観測可能な Sodar は1979年度より製作に取り掛かった。この装置の特徴としては、3つのビームを作るのに1つのパラボラ反射面を用い、これに3つの変換器を取付けて3軸方向の Doppler 周波数を得るという方法を取ること及び、Doppler 解析の方法としては、雑音に比較強い Covariance 法を用いることである。

3.1 装置の概要

この装置はアンテナ部、送受信機、制御部に分かれ、全体のブロックダイアグラムは Fig. 3 に示してある。観測値は CPU (マイクロプロセッサ / TEAC PS-80) で風速分布まで計算を行なった上で出力する。

アンテナ部には直径 180 cm のアルミ製パラボラアンテナが用いられ、3組の変換器とホーンがその上に固定されている。また周囲には高さ 4 m の防音壁が取付けてある (Photo. 1)。

水晶により発振させた信号を 1.6 KHz または 3.2 KHz に変換し、Gate によってパルスにして送信す

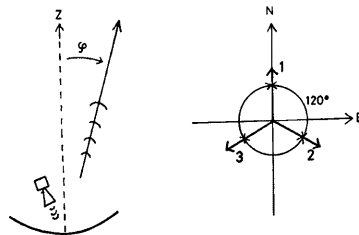


Fig. 2. Beam direction shown schematically, zenith angle φ (left) and azimuth (right).

る。送信後は受信状態に切換わり、受信信号は増幅された後、探査高度に伴う減衰による振幅の減少を自動的に補償する Distance Gain Control (DGC) を通し、更に BPF を通して増幅する。信号はここで散乱強度を求めるための Detector と、Doppler 周波数を求めるための回路とに分けられる。Doppler 解析は Mixer によって周波数変換した後 Covariance 法で解析する。尚、Table 1 にその性能を示す。

3.2 アンテナ系の条件

1つのパラボラ面で3方向へパルスを放射するということは、焦点に音源を置く場合に比べてビームが広がり、有効アンテナ面積が低下する。しかし、3つのパラボラを用いるよりは全体の構造が簡単になるのでこの方法を採用したのである。

まず各ビームが天頂と成す角を 20° 前後にすることを考えて、音源の位置及び投射方向（ホーンの中心軸とパラボラ面との交点）を変化させ、ビームパターンの最適のものを計算により選ぶ作業を行なった。

その結果、音源の位置をパラボラ中心軸より 20 cm、高さはパラボラ面中心より 58 cm、投射方向は音源のある位置より中心軸に対して反対方向へ中心から 20cm 離れた面上として見た時、1つの最適と思われる配置が見出せた。この場合には、ビームの天頂からの傾きは約 16° 、半値幅は約 6.5° となる。

一方有効アンテナ面積は、入射角 16° で入射してきた音波がパラボラ面で反射した後、ホーンの開口部分に入る時に有効なアンテナの面積として求め、その結果は約 1.4 m^2 となった。

このようにして計算で求めた位置を実験によって検定した。まずドライバーにホーンを取付けた場合の実効的な音源の位置を求めるため、ホーンを鉛直下向きにつり下げ、パラボラ中心軸上で上下させ、上方に取付けたコンデンサーマイクで音圧強度を読み取り、音源はほぼホーン開口部と一致しているとしても良いことを確認した。

次に計算により求めた位置にホーンを配置し、約 10 m 離れた地点でマイクを移動させて測定し、ビームパターンの測定を行なった。

その結果のうち半径方向面内のパターンは Fig. 4 に示したようになり、半値幅は約 13° となっている。この値は計算値の 6.5° という値と比べて相当大きいのが、ホーンの大きさが有限であることから考えて不思議ではない。このパラボラの焦点に音源を置いた時のビームの半値幅が実際には 8° であった³⁾ ことを考えると妥当な値である。

3.3 解析方法

Doppler 周波数を検出するために Covariance 法と呼ばれる方法を用いる。これは最近レーダにおいて用いられるようになった手法であり Sodar にも応用できる。

Miller ら¹⁰⁾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、各々の τ の Covariance 関数を $R_1(\tau)$ 及び $R_2(\tau)$ とすると、それらを用いてスペクトル平均周波数は次のように求められる。

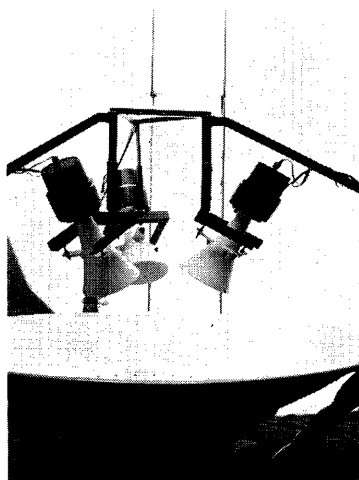


Photo. 1. 3 transducers with horn fixed above the parabolic reflector.

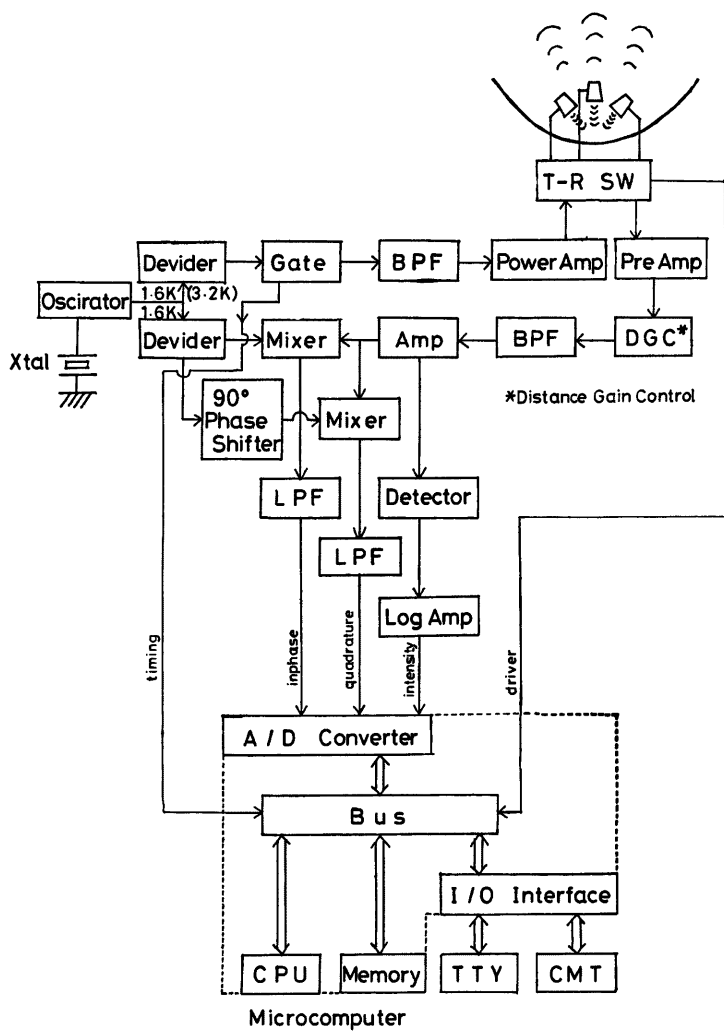


Fig. 3. Block diagram of 3 dimensional Doppler Sodar.

即ち、全過程の Covariance 関数は信号と雑音の各々の Covariance 関数の和として表わすことができ、 $R(\tau) = R_1(\tau) + R_2(\tau)$ である。ここで各々の Covariance 関数を極座標形で書くと

$$R(\tau) = A(\tau) \exp \{i2\pi\phi(\tau)\}$$

$$R_1(\tau) = A_1(\tau) \exp \{i2\pi\phi_1(\tau)\}$$

Table 1. Sodar parameters of 3 dimensional Doppler Sodar.

Carrier Frequency	1600, 3200 Hz
Transmitter Power	10, 50, 100, 300 Watts
Pulse Width	50, 100, 250 msec
Pulse Repetition Period	3, 5, 10 sec
Repetition Times	1, 2, 4, 8 Times

$$R_2(\tau) = A_2(\tau) \exp \{i 2\pi \phi_2(\tau)\}$$

と書ける。ここで、 $A(\tau)$ 、 $A_1(\tau)$ 、 $A_2(\tau)$ は各々 τ の偶関数、 $\phi(\tau)$ 、 $\phi_1(\tau)$ 、 $\phi_2(\tau)$ は各々 τ の奇関数である。

また Covariance 関数とスペクトル密度は Fourier 変換の対を成しており、信号過程 (1) のスペクトル密度を $W_1(f)$ とすると

$$R_1(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} W_1(f) \exp(i 2\pi \tau f) df$$

である。ここでスペクトル密度の一次モーメントは平均周波数であり、それを $\mu_1(W_1)$ で表わすと

$$\mu_1(W_1) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f W_1(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} W_1(f) df} = \frac{1}{i 2\pi} \frac{\dot{R}_1(0)}{R_1(0)} = \dot{\phi}_1(0)$$

となり、 $|\tau| \ll 1$ に対しては、

$$\mu_1(W_1) = \dot{\phi}_1(0) \approx \frac{\phi_1(\tau) - \phi_1(0)}{\tau} = \dot{\phi}_1(\tau)$$

であるから、

$$\begin{aligned} \mu_1(W_1) &\approx \frac{1}{2\pi\tau} 2\pi\phi_1(\tau) = \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{I_m\{R_1(\tau)\}}{R_e\{R_1(\tau)\}} \\ &= \frac{1}{2\pi\tau} \tan^{-1} \frac{I_m\{R(\tau) - R_2(\tau)\}}{R_e\{R(\tau) - R_2(\tau)\}} \end{aligned}$$

となって、観測された信号と雑音過程 (2) の Covariance 関数を観測により求めれば、信号の平均周波数が求められることになる。

ここで τ は周期に比べて十分小さくしなければならず、1600 Hz の受信信号の中から直接この方法で平均 Doppler 周波数を求めるには高速度の A/D 変換が必要となり、計算量が大きくなってしまって実用的でない。そこで信号をヘテロダイン方式により周波数変換を行なって Doppler 周波数のみを取り出して、この方法を応用しようという方法をここでは取った。

Doppler shift された受信波と原信号波及びその 90° 位相のずれた 2 つの信号と混合する。まず送信波を $A_0 \cos \omega_0 t$ 、受信波を $A_d \cos(\omega_d t + \alpha)$ とすると、

$$A_d \cos(\omega_d t + \alpha) \cdot A_0 \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} A_d A_0 [\cos\{(\omega_d + \omega_0)t + \alpha\} + \cos\{(\omega_d - \omega_0)t + \alpha\}]$$

となり、2 つのビードが混合したものが見られるが、 $\omega_d \approx \omega_0$ という関係から、Low Pass Filter を通すことによって、右辺の 2 項目に相当する Doppler 成分のみ分離できる。これを $X(t)$ と表わす。即ち、

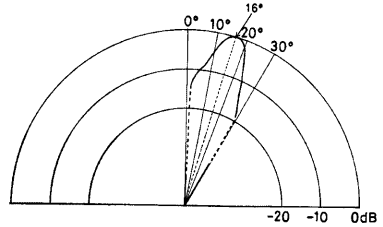


Fig. 4. Transmitting gain pattern in the radial section.

$$X(t) = \frac{1}{2} A_d A_0 \cos\{(\omega_d - \omega_0)t + \alpha\}$$

また 90° 位相をずらした送信信号は、 $A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right)$ であるから、Mixer によって、

$$A_d \cos(\omega_d t + \alpha) \cdot A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{2} A_d A_0 \left[\cos\left\{(\omega_d + \omega_0)t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right\} + \cos\left\{(\omega_d - \omega_0)t + \alpha - \frac{\pi}{2}\right\} \right]$$

という信号が得られるが、これも Low Pass Filter を通し Doppler 成分

$$\begin{aligned} Y(t) &= \frac{1}{2} A_d A_0 \cos\{(\omega_d - \omega_0)t + \alpha - \frac{\pi}{2}\} \\ &= \frac{1}{2} A_d A_0 \sin\{(\omega_d - \omega_0)t + \alpha\} \end{aligned}$$

のみを得ることができる。

ここでデータのサンプル間隔を τ' とすると、 $t = n\tau'$ であるから、 $X(n) = X(n\tau')$ 、 $Y(n) = Y(n\tau')$ 、 $Z(n) = X(n) + iY(n)$ とおくと、Covariance 関数 $R(\tau')$ は

$$R(\tau') = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} Z(n) Z^*(n+1)$$

で表わされる。この $R(\tau')$ を実部 $R_r(\tau')$ と虚部 $R_i(\tau')$ に分ければ、

$$R_r = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \{X(n)X(n+1) + Y(n)Y(n+1)\}$$

$$R_i = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \{X(n+1)Y(n) - X(n)Y(n+1)\}$$

である。これを用いると、Doppler 周波数即ち、送信周波数 f_0 と受信周波数 f_d の差、 $\Delta f = f_d - f_0$ の平均値が、

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\tau'} \tan^{-1} \left(\frac{R_i(\tau') - R_{i2}(\tau')}{R_r(\tau') - R_{r2}(\tau')} \right)$$

で求めることができる。

ところで τ' 及び N (高度間隔に対応) を実際の処理において、どの程度の値を用いるかは難しい問題である。 τ' は小さい程周波数の分解能が良くなるが、 Δf は数 10 Hz 程度であることを考え、A/D Converter の性能等を考慮して、 $\tau' \sim 10^{-3}$ sec 程度が適当であると思われる。

一方 N も大きければ、それだけ結果の信頼度は増加するが、大きな N にすると観測の高度分解能が悪くなる。一応の目安として、50~100個程度を考える。

4. 試 験 観 測

新しい3次元 Doppler Sodar は、1980年3月末に京都大学防災研究所新館屋上に設置し、試運転を行った。試験観測は、1980年4月7日17時に開始し、その時、送信周波数 1600 Hz、送信出力 100 W、パルス幅 100 msec、パルス繰返し周期 5 sec、パルス繰返し回数 (1つの方向への送信連続回数) 1回であった。

観測記録は CPU の装備がうまく行かなかったこともあって、今回のみは一度アナログテーブに取った後 A/D 変換して MT に移し、それを別のミニコンピュータで解析するという手法によった。そのため雑音過程の修正は行っていない。また A/D 変換する際のサンプル周波数は 500 Hz とした。

最初に N の値を比較するために、高度間隔を 10 m ($N=29$)、15 m ($N=44$)、20 m ($N=58$)、25 m ($N=73$) の場合の水平風速のプロファイルを計算してみた。Fig. 5 は各々10分間の平均 (従って3方向各々40回の sounding の平均) を求めたものである。図より10m 間隔ではばらつきが大きい、15m 以上ではプロファイルは比較的小さい変動のない形になっている。数 10 m のスケールの風速の変化が見られるため、 N をあ

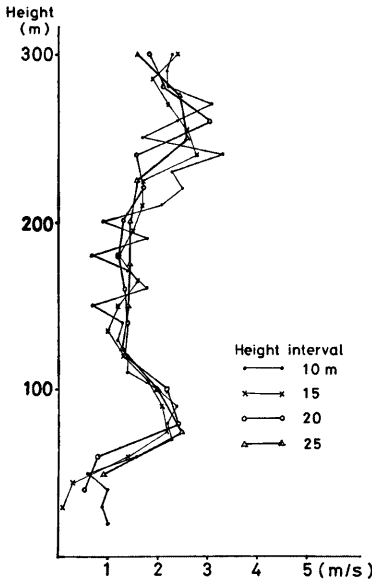


Fig. 5. Comparison of 10 minutes averaged horizontal wind velocity profiles calculated by the Covariance method between 10 m height interval ($N=29$), 15 m ($N=44$), 20 m ($N=58$), and 25 m ($N=73$).

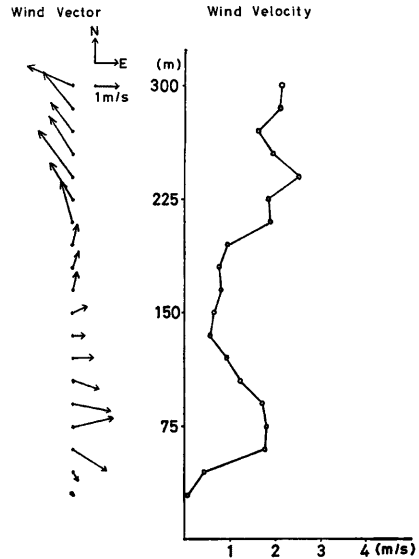


Fig. 6. 20 minutes averaged horizontal wind vector (left) and velocity (right) profiles measured by the 3 dimensional Doppler Sodar.

まり大きく取ることに問題がある。従って高度間隔は、15 ($N=44$)~25 ($N=73$) m 程度が妥当なものであろうと思われる。そこで以下は 15 m 間隔のものについての結果を示す。

Fig. 6 は 20 分平均の水平風速及び風ベクトルの鉛直分布を示すものである。これによると 150 m 前後を境にして風向が逆転していることになる。

観測時の気象条件は自記紙記録(屋上より 10 m 高の測風塔)によれば、 $2 \sim 3 \text{ msec}^{-1}$ の北西の風が吹いていた。この値は Sodar 記録の高度 50 m 前後の値と一致している。ここで Sodar 記録中特に高度 30 m, 45 m の値がかなり小さくなっているのは、建物等からの反射波の影響があるのか、風そのものが建物の影響を受けているのか、どちらかと思われる。風向の逆転については他に確認する方法が無いので議論を進めることはできないが、この程度の範囲で風が複雑な分布をしているとすれば興味深い。この測器の信頼度を上げれば、このような点についての研究を進めることが可能である。

5. 今後の展望

このように 1 点から風の 3 次元成分の鉛直分布の観測が可能となれば、可搬性がありスペースを取らない点から、移動観測等にその特性が活かされよう。また平面的に数台配置すれば、境界層の立体的観測が可能になるし、また同時に開発が進められている RASS (Radio Acoustic Sounding System) を併用して気温の鉛直構造も合せて測定すれば、境界層内の様々な現象を定量的に議論する上で有意義なデータをこの装置に

より得ることができるであろう。

謝 辞

本装置の製作及び設置に際して協力を頂いた海上電機株式会社, 京都科学標本株式会社の関係者各位に感謝したい。

参 考 文 献

- 1) McAllister, L.G., J.R. Pollard, A.R. Mahoney and P.J.R. Shaw: Acoustic Sounding- A New Approach to the Study of Atmospheric Structure, Proc. IEEE., Vol. 57, 1969, pp. 579-587.
- 2) Little, C.G.: Acoustic Methods for Remote Probing of the Lower Atmosphere, Proc. IEEE., Vol. 57, 1969, pp. 571-578.
- 3) 光田 寧, 伊藤芳樹: 音波探査装置による大気境界層の観測, 京都大学防災研究所年報, 第20号 B, 1977, pp. 157-172.
- 4) Beran, D.W., C.G. Little and B.C. Willmarth: Acoustic Doppler Measurement of Vertical Velocities in the Atmosphere, Nature, Vol. 230, 1971, pp. 160-162.
- 5) Bearn, D.W. and S.F. Cliford: Acoustic Doppler Measurements of the Total Wind Vector, Proc. Second Symp. on Meteorol. Observations and Instrumentation, Am. Meteorol. Soc., 1972, pp. 100-109.
- 6) Kaimal, J.C. and D.A. Haugen: An Acoustic Doppler Sounder for Measuring Wind Profiles in the Lower Boundary Layer, J. App. Meteor., Vol. 16, 1977, pp. 1298-1305.
- 7) Harris, C.M.: Absorption of Sound in Air versus Humidity and Temperature, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 40, 1966, pp. 148-159.
- 8) Tatarskii, V.I.: The Effects of the Turbulent Atmosphere on Wave Propagation, Israel Program for Scientific Translations, 1971.
- 9) Koprov, B.M. and L.R. Tsvang: Characteristics of Small-Scale Turbulence in a Stratified Boundary Layer, Bull. Acad. Sci. USSR, Atmospheric and Oceanic Physics, 2, No. 11, 1966, pp. 1142-1150.
- 10) 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.