

合成開口方式による音波探査装置の可能性

村 林 成・光 田 寧

DESIGN OF A PHASED ARRAY DOPPLER SODAR

By Shigeru MURABAYASHI and Yasushi MITSUTA

Synopsis

Possibility of development of phased array Doppler sodar was examined. The relation between beam-pattern, spacing parameter, d/λ and number of horns are studied. A horn arrangement of equispaced rectangular pattern of 5×5 horns with equi-output-power, gives one realistic design for the array. The intensity of received power is also examined, and power input of 35 watts for each horn provides enough receiving return signal up to about 600 m. The methods of signal processing are compared.

1. ま え が き

地上から高度 1000 m 程度までの大気境界層における気象現象は、人類の社会活動と直接に関係しており、さらに地表面と自由大気との間の運動量、熱、水蒸気等の交換において重要な役割を果している。大気境界層の中でも高度 100 m 程度から上の上部境界層での現象の観測においてはその測定足場に問題があり、高い観測塔、係留気球、航空機等の高価な観測手段しかなく、その利用には制限が多い。従ってこれを地上からの遠隔測定によって行なうことが、色々と研究されるようになった。その中でもオーストラリアの McAllister *et al.*¹⁾ によって 1960 年代末に開発された音波探査装置 (Sodar) は気温変動および風速の遠隔測定を比較的簡単に行なうことを可能としたもので、大気境界層の構造の研究に大きな寄与をもたらしつつある。

京都大学防災研究所においても 1970 年頃より Sodar の研究開発を行なってきた^{2),3),4),5)}、現在は高度 400 m 程度まで風速の 3 成分の観測が可能な装置の試作に成功している。しかし、まだ装置が大規模となり移動が容易でないこと、より高い所までの測定が安定して行なえないことなどの問題があるので、著者等は、この装置を更に改良することに努力している。特に合成開口方式の 3 次元 Doppler Sodar に可能性が大きいものとして検討している。合成開口方式というのは、パラボラ等の反射板を用いず、平面上に配置した複数のホーンからの音波の干渉を利用して、方向性のあるビームを合成する方式である。この方式の利点は、1) ホーンの数が多くなるので、1 個当りのパワーが小さくても装置全体としての送信のパワーを大きくでき、その結果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方法をとるため、機械的手段をとらずに、ビームを空間の指定した方向に向けることができることなどである。この結果 1 つのアンテナで 3 方向の送受信が可能となり装置を小さくできる。この点で前回には Defocus Feed Horn を試みた^{3),4),5)} が性能は良くなかった。合成開口方式は、既に電波の方ではレーダに応用され⁶⁾ 多くの成果が得られている。また、音波の方でも、水中で使用するソナーにおいて実用化が始まっている。これまで Sodar においては、垂直ビーム用として、先に著者が 9 個のホーンを用いた例²⁾ あるいは McAllister *et al.*¹⁾ が 49 個の、Asimakopoulou *et al.*⁷⁾ が 36 個のホーンの配列を用いた例などがある。しかし、ビームの方向を可変としたものはまだ試みられた例はない。以下に合成開口方式を用いた 3 次元測風用 Sodar の可能性について調べてみた結果を述べる。

2. 合成開口方式によるビームの合成

合成開口方式の原理は、ある距離において水平面に配置された音源が空間に放射する音波が互いに干渉する結果、音源の配列全体としてみた場合、空間に方向性を持ったある音波ビームのパターンが形成されることを利用している。

今、 R, θ, φ の球座標の原点に、周波数 f (波長 λ) の強さ A の点音源を置いたとき、これが、空間のある点 $Q(R, \theta, \varphi)$ につくる音圧の強さ $p(R, \theta, \varphi)$ は次のように表わされる⁸⁾。

$$p(R, \theta, \varphi) = \frac{A}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 $\omega(=2\pi f)$, $k(=2\pi/\lambda)$ は、音波の角周波数、角波数である。次に式(1)を用いて、Fig.1 a に示すように $M \times N$ の奇数個の点音源が、距離 d で格子状に等間隔に配置された時、空間に形成される音圧の分布について考えてみる。球座標の原点をこの配列の中心としたとき、 x 方向に m 番め、 y 方向に n 番めの強さ A_{mn} の音源が、空間の一点 $Q(R, \theta, \varphi)$ につくる音圧 $p_{mn}(R, \theta, \varphi)$ は、この音源と点 Q との距離を R_{mn} とすれば、式(1)より、

$$p_{mn}(R, \theta, \varphi) = \frac{A_{mn}}{R_{mn}} \exp\{i(\omega t - kR_{mn})\} \dots\dots\dots(2)$$

となる。このとき $R \gg d$ であれば、Fig.1 b に示すように、

$$R - R_{mn} = (md \cos \varphi + nd \sin \varphi) \sin \theta \dots\dots\dots(3)$$

と書くことができ、式(2)は

$$p_{mn}(R, \theta, \varphi) = \frac{A_{mn}}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \exp\{ik(md \sin \theta \cos \varphi + nd \sin \theta \sin \varphi)\} \dots\dots(4)$$

と近似できる。式(4)の結果を全音源について加え合せると、音源配列全体が点 Q につくる音圧 $P(R, \theta, \varphi)$ が得られる。すなわち、

$$P(R, \theta, \varphi) = \sum_{-m}^m \sum_{-n}^n p_{mn}(R, \theta, \varphi) = \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \sum_{-m}^m \sum_{-n}^n A_{mn} \exp\{ik(md \sin \theta \cos \varphi + nd \sin \theta \sin \varphi)\} \dots\dots\dots(5)$$

式(5)によれば、 $\theta = \varphi = 0$ の点において $P(R, \theta, \varphi)$ は最大値をとり、ビームの中心が天頂方向となる。ビームの中心を空間のある方向に向ける場合には、次のように、各音源ごとに式(6)に示す位相差 T_{mn} (m, n) を与えればよい。ここでビーム中心の向きは $\theta = \theta_0$, $\varphi = \varphi_0$ とする。

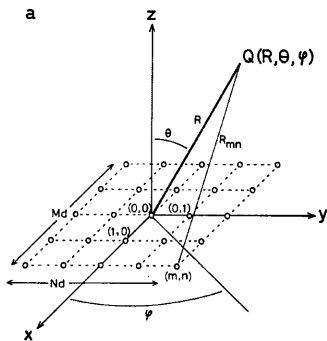


Fig. 1 a Planar horn array geometry

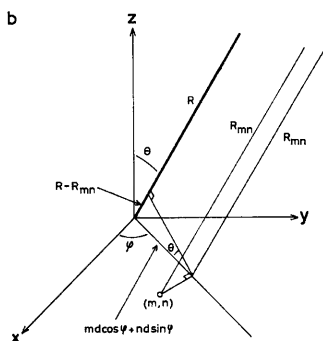


Fig. 1 b Explanation of range difference from center position

$$T_s(m, n) = k(md \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + nd \sin \theta_0 \sin \varphi_0) \dots\dots\dots (6)$$

このとき $P(R, \theta, \varphi)$ は、

$$P(R, \theta, \varphi) = \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \sum_{-m}^m \sum_{-n}^n A_{mn} \exp[ik\{md(\sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0) + nd(\sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0)\}] \dots\dots\dots (7)$$

と書くことができる。式(7)によれば、ビームパターンは、音源の数と配置の間隔、音源の強さで決定されるが、 $M(=2m+1)$ 個の点音源が x 軸 ($\varphi=0$) 上に並んでいる時のビームパターンを考えてみる。音源の強さはすべて1とすると、式(7)は次のように書ける。

$$\begin{aligned} P(R, \theta) &= \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \sum_{-m}^m \exp\{ikmd(\sin \theta - \sin \theta_0)\} \\ &= \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \exp\{-ikmd(\sin \theta - \sin \theta_0)\} \\ &\quad \times \frac{\exp\{ikMd(\sin \theta - \sin \theta_0)\} - 1}{\exp\{ikd(\sin \theta - \sin \theta_0)\} - 1} \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

ここで、

$$X = \frac{kd}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \left(= \frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right) \dots\dots\dots (9)$$

とおくと式(8)は

$$\begin{aligned} P(R, \theta) &= \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \exp(-2imX) \frac{\exp(2iMX) - 1}{\exp(2iX) - 1} \\ &= \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \exp(-2imX) \frac{\exp(iMX)}{\exp(iX)} \frac{\exp(iMX) - \exp(-iMX)}{\exp(iX) - \exp(-iX)} \\ &= \frac{1}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} \frac{\sin MX}{\sin X} \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

となる。さらに、この式は、

$$P(R, \theta) = \frac{M}{R} \exp\{i(\omega t - kR)\} D(\theta) \dots\dots\dots (11)$$

と書ける。但し、 $D(\theta)$ は次のように定義される配列係数と呼ばれるもので⁹⁾、これが $P(R, \theta)$ の指向特性を決定する。

$$D(\theta) = \frac{\sin MX}{M \sin X} \dots\dots\dots (12)$$

$D(\theta)$ の性質としては次のようなことがあげられる。

- i) メインローブは $X=0$ の位置に形成される。
- ii) サイドローブは、式(13)の位置と、式(14)で近似的に示される位置に形成される。

$$X = l\pi \quad (l: \text{整数}) \dots\dots\dots (13)$$

$$X = \frac{2j+1}{2M} + l\pi \quad (j, l: \text{整数}, M \geq 3, 1 \leq j \leq M-2) \dots\dots\dots (14)$$

- iii) 式(13)で示されるサイドローブはグレーティングローブとも呼ばれ、メインローブと同じ音圧を持つ。

- iv) 式(14)で示されるサイドローブの音圧の強さは、 M が増加するにつれ減少する傾向があるが、第1サイドローブ ($j=1, l=0$) の場合は、 -13.2 dB に収束する⁹⁾。

$M=5$ の場合のビームパターンを **Fig. 2** に示す。この図では簡単のため $D(\theta)$ の大きさのみで示してある。また横軸は X で示してある。実際の角度に換算するには式(9)を用いるが、その値は図の下に別の軸で $d/\lambda=1$ について示してある。メインローブの左右に3つの小さいサイドローブがあり、その次 $X=\pm\pi$ の位置にグレーティングローブの大きな山を生じている。

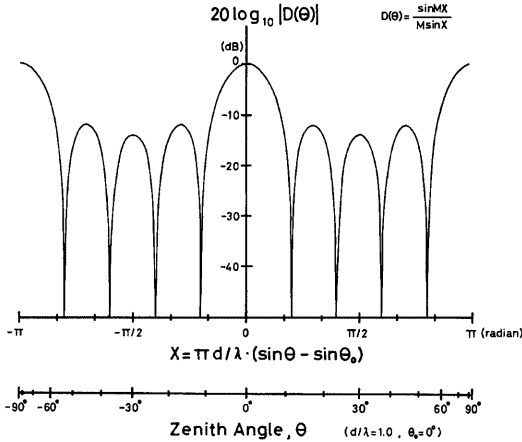


Fig. 2 Array factor, $D(\theta)$ for $M=5$ linear array

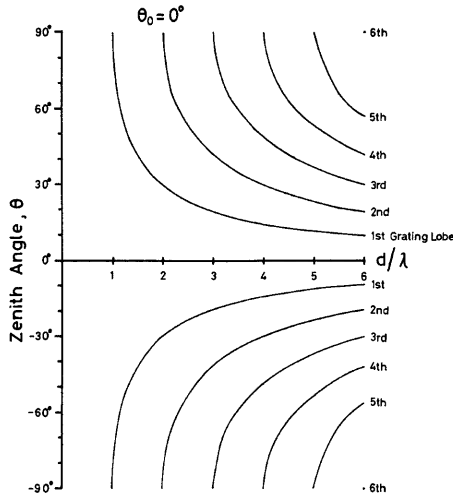


Fig. 3 Location of grating lobes function of spacing parameter, d/λ . Steering angle, $\theta_0=0^\circ$.

実際に音源の配列を考える場合、まず、考慮すべき点はグレーティングローブの位置である。Fig. 3 にグレーティングローブの生じる天頂角 θ と音源の間隔と音波の波長の比、 d/λ の関係を、メインローブの天頂角、 θ_0 が 0° の場合について示してある。グレーティングローブの位置は音源の数、 M には関係なく、その間隔によって決定される。 $\theta_0=0^\circ$ の場合 $d/\lambda \geq 1$ のとき $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ の範囲にグレーティングローブが生じるようになる。一般にビームを傾けたときに、 $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ の範囲にグレーティングローブが

生じないためには、

$$\frac{d}{\lambda}(1 + \sin \theta_0) < 1 \dots \dots \dots (15)$$

という関係を満たす必要がある。たとえば、 $\theta_0 = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ$ の場合 d/λ の範囲は、 $d/\lambda < 1, 0.79, 0.67$ となる。

メインローブのビーム幅も、アンテナの実用上重要な要素である。ビームのパワー半値幅は、 $\{D(\theta)\}^2 = 1/2$ となる角度間の幅として求められる。Fig. 4 には、 $\theta_0 = 0^\circ$ のときのメインローブの半値幅と音源の数 M との関係を d/λ をパラメータとして表わした。これによれば、ビーム幅は、 M が多いほど、 d/λ の値が大きいくほど、細くなる傾向にある。またビームを傾けた時の影響は、 $d/\lambda = 1.0, M = 5$ のケースについて計算したところ、ビーム幅は $\theta_0 = 0^\circ$ のとき $10.3^\circ, \theta_0 = 15^\circ$ のとき 10.7° でこの程度の傾きでは、大きな差は生じない。

ところで、これまでの議論は、無指向性の点音源という場合について進めてきた。ここで点音源を $d(\theta)$ という指向特性をもつ音源に置換えると、配列全体の指向特性は $D(\theta) \times d(\theta)$ という形で表わすことが可能である¹⁰⁾。この結果、ホーンのような実際の音源の配列についてのビームパターンも点音源の結果にホーンの指向特性を掛合せて得られる。たとえば、ホーンの口径が a の場合、 a/λ が 2 程度以下の時、口径約 $0.8a$ のピストン円板との仮定が可能で¹¹⁾、その指向特性は、 a/λ をパラメータとして Fig. 5 のように示される¹⁰⁾。従って $M = 5, d/\lambda = 1.0, a/\lambda = 1.0$ の場合のビームパターンは、Fig. 6 のようになり、Fig. 2 に比べサイ

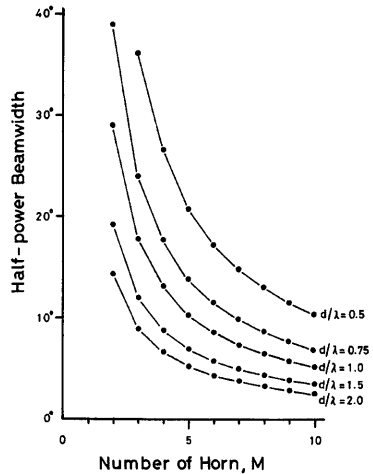


Fig. 4 Half-power beamwidth versus number of horn, M

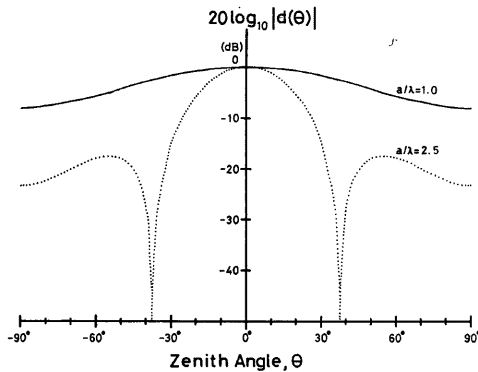


Fig. 5 Directivity pattern of horn, $d(\theta)$ with horn diameter, $a = 1.0\lambda$ and 2.5λ . $d(\theta)$ is approximated by directivity of piston disk of diameter $0.8a$.

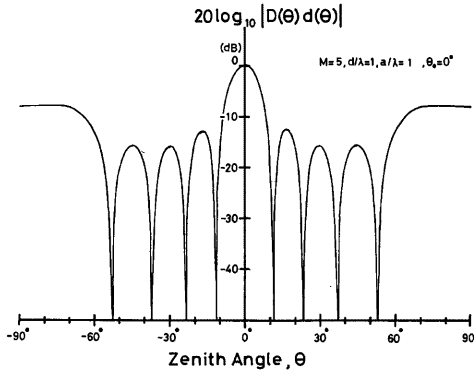


Fig. 6 Directivity pattern of 5 horn linear array. $d/\lambda=1.0$, $a/\lambda=1.0$ and $\theta_0=0^\circ$.

ドロップは小さくなっている ($\theta = \pm 90^\circ$ で -8 dB)。

さらに2次元の音源配列におけるビームパターンは次のようになる。Fig. 7 に示したのは、 $d/\lambda=1.0$, $M \times N=5 \times 5$ の等間隔方形のホーンの配列によるビームパターンの計算例である。この場合、ビームの軸を天頂角 15° ($\theta_0=15^\circ$) の方向に傾け、各ホーンの指向特性は、Fig. 5 の $a/\lambda=1.0$ の結果で近似した。Fig. 7 は、 x 軸回りの角、 ψ と y 軸回りの角、 χ の角度を座標にとり、天頂を中心にして示してある。メインローブのビーム半値幅は約 10° で、従来のパラボラ反射板を用いた Sodar の場合とほぼ同程度である。サイドローブは、Fig. 7 に示した範囲では、 -10 数 dB のものが x 軸および y 軸の方向に生じるが、これは先の1次元の配列で近似したものとほとんど同じであり、対角線方向に生じるサイドローブはほぼ同じ天頂角のものでも非常に小さなものである。

3. 合成開口 Sodar の可能性

3.1 ビームパターン

Monostatic 方式の3次元 Doppler Sodar を合成開口方式によって実現する際、合成されるビームパターンは次のような点を満たす必要がある。1) ビーム幅は 10° 程度以下であること。2) 3つの方向にビームを作り出すことができること。3) 3つのビームの傾きを $\theta_0 = \pm 15^\circ$ 程度とれること。ビームパターンを決定する際、第2章で示されたように、ホーンの数(M)をふやし、ホーンの間隔(d/λ)を狭くすれば、ビー

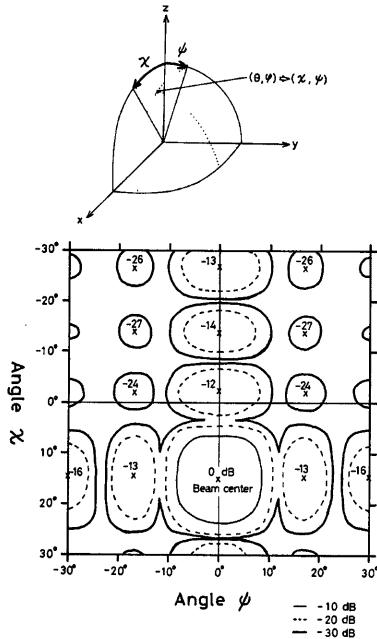


Fig. 7 Planar representation of beam pattern with χ - ψ coordinate system, where ψ is an angle around x -axis and χ is an angle around y -axis. The conditions are: $d/\lambda=1.0$, $M \times N=5 \times 5$, equispaced, equi-output-power rectangular horn arrangement with steering angle $\theta_0=15^\circ$. Directivity of individual horn is approximated by piston disk of diameter 0.8λ .

ムは鋭くなり、サイドローブも抑制される。しかし、システムの複雑化を避けるためにはホーンの数はい少ない方がよい。また、ホーンの間隔も実際に手に入るホーンの寸法の限界以上に小さくすることはできないし、小さいホーンを使えば、アンテナの面積が狭くなり受信感度を悪くする。これらを総合的に判断して、ホーンの配列を決めなければならない。

先の章の最後に述べた $d=1.0\lambda$ に $a=1.0\lambda$ のホーンを 5×5 個等間隔方形に並べる場合にはメインローブの半値幅は 10° ぐらいで、パラボラを用いた場合と同じ程度になり、サイドローブも比較的小さく、グレーティングローブはビームを 15° 傾けた時天頂角 50° 付近に生じるが、防音壁により除外できる範囲にある。従ってこの程度のものであればアンテナとして使用可能であろう。

3.2 探査距離

合成開口 Sodar の受信感度は、ホーンの数に大きく依存する。しかし、システム全体としての受信限界は、ホーン1個で受信できる信号の S/N のレベルで決定されてしまう。Sodar の散乱体からの信号散乱波の受信のパワーの強度は、次のレーダ方程式で近似的に示される⁵⁾。

$$P_r = \frac{C\tau_p}{2} \sigma(\pi) P_t E_t E_r e^{-2\alpha R} \frac{AG}{R^2} \dots\dots\dots (16)$$

$$\sigma(\pi) = 0.004 k^{1/3} C_{\%}^2 / T^2 \dots\dots\dots (17)$$

ここで、C：散乱体内での平均音速

τ_p ：パルス幅

$\sigma(\pi)$ ：単位体積，単位立体角当りの後方散乱断面積

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

α ：大気による音波の減衰率

A：アンテナの開口面積

G：アンテナの有効面積係数

$C_{\%}$ ：散乱体における気温変動の構造定数

T：散乱体における絶対気温

R：散乱体までの距離

である。式 (16)、式 (17) において、アンテナの部分をもホーンに置換え、ホーン1個当りの受信信号の強度を3つの周波数 500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz について推定してみた。このときホーンの配列は、2章で示した $d/\lambda=1.0$, $M\times N=5\times 5$ の例を想定している。ホーンの間隔は物理的に配置可能な最大寸法より、 $A=\pi/4\times(0.95\times\lambda)^2$ として与えた。各パラメータの値として、 $C=340$ m/sec, $\tau_p=0.1$ sec, $C_{\%}^2=5\times 10^{-6}$ deg²·cm^{-2/3}, $T=288$ K, $P_t=35$ W $\times 25$ を与えた。また、 E_t , E_r , G については、ホーンとしての代表的な値が不明なため、パラボラ反射板を用いた Sodar の値²⁾ $E_t=0.26$, $E_r=0.37$, $G=0.5$ をそのまま援用した。実際にはもう少しホーンの場合の方が効率は良いと思われるが安全側にある。 α については Harris¹²⁾ の実験結果のうち、気温15℃, 相対湿度70%の値, 500 Hz : 3.68×10^{-4} m⁻¹, 1000 Hz : 8.75×10^{-4} m⁻¹, 2000 Hz : 2.20×10^{-3} m⁻¹ を使った。ところで、ここでの $C_{\%}^2$ の値は、Fig. 8 に示した Tsvang¹³⁾ の飛行機観測結果の 日中 1000 m の高度におけるものであるが、図にも示されているように、早朝時のようにこれより小さな値をとることもある。

以上の結果を受信信号の強度と、高度の関係で表わしたのが Fig. 9 である。受信信号の強度は、高度 500 m では、500 Hz で -111.5 dB m, 1000 Hz で -118.7 dB m, 2000 Hz で -129.5 dB m ; 高度 1000 m では、500 Hz で -119.1 dB m, 1000 Hz で -128.6 dB m, 2000 Hz で -145.1 dB m という値となっている。周

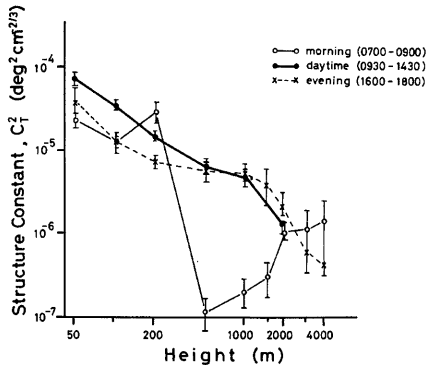


Fig. 8 Mean profiles of C_n^2 obtained by aircraft observation near Tsimlyansk, USSR (after Tsvang¹³⁾)

波数が低い方が、ホーンの寸法が大きくなる一方大気の減衰が小さくなり受信信号は強くなっている。

ホーンの受信の限界を規定する要素としては、受信機内部での熱雑音と、Sodar 周囲の環境からの音響雑音が考えられる。前者は、Little¹⁴⁾によれば、ランダム熱雑音、ショット熱雑音共に、100 Hz の受信処理帯域幅の場合、 4.2×10^{-19} W ($= -134$ dB m) 程度である。

また後者については、自動車の通っていない住居区域のような静かな環境下 (PNC 20 の騒音レベルに相当) での音響雑音に Little¹⁴⁾ と同様に 100 Hz の受信帯域帯、等方性の雑音源等を仮定すると、1000 Hz で 4.9×10^{-14} W ($= -103$ dB m), 2000 Hz で 1.9×10^{-15} W ($= -117$ dB m) となる。これに Simmons *et al.*¹⁵⁾ の得た防音壁の遮音効果、1000 Hz で -17.5 dB, 2000 Hz で -17.0 dB を加えてやると、それぞれ、 -121 dB m, -134 dB m となる。防音壁が充分このように機能したとして、以上の雑音の影響を Fig. 9 の結果にあてはめると、1000 Hz, 2000 Hz 共に 600 m 前後の高度が探査限界である。もし探査高度を 1000 m 程度にしようとするならば、1000Hz の場合 +8 dB (6 倍), 2000 Hz の場合 +11 dB (13 倍), P_r のパワーをあげるなどして受信信号を大きくする必要がある。ここでの議論における各パラメータについては不明確な点が多いので、さらに調査を必要とするが、かなりの確率で 1000 m ぐらいまでの観測が、この程度のアンテナで可能であることがわかる。

3.3 位相制御とデータ処理

合成開口方式によれば、空間の任意の方向にビームを向けることが可能であるが、3次元 Monostatic Doppler Sodar として考える場合、風速の3成分を求めるためには、 x, y 軸上で、ある1つの天頂角について左右にビームを振ることができれば良い。鉛直風速成分の測定は天頂に向けたビーム ($\theta_0=0$) で良いが、水平風速成分を求めるためには、斜め下から見るために、ドップラー成分の $\sin\theta_0$ 倍のものしか観測できない。しかし、その角を大きくすると測定体積が大きくなってしまいうので $\theta_0=15^\circ$ ぐらいが限界である。従って x および y 軸の回りに $\pm 15^\circ$ および 0° でビームを振らせることができれば良い。各軸回りに回転させる時、その軸に平行な方向にあるホーン行については同位相で動作させれば良い。

各ホーン列に与える位相の差は、ホーン列の間隔、 d に対して ΔT_s づつとすれば良い。この ΔT_s は式

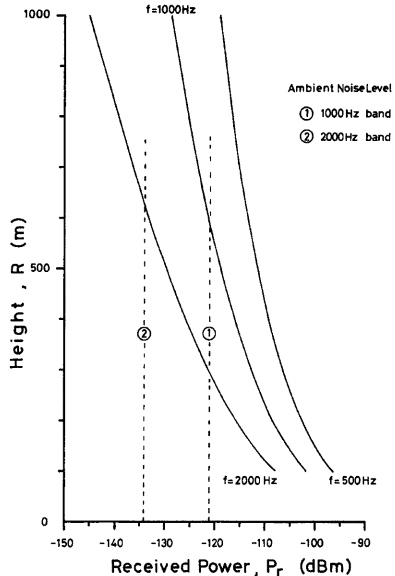


Fig. 9 The estimated received power intensity of individual horn versus height

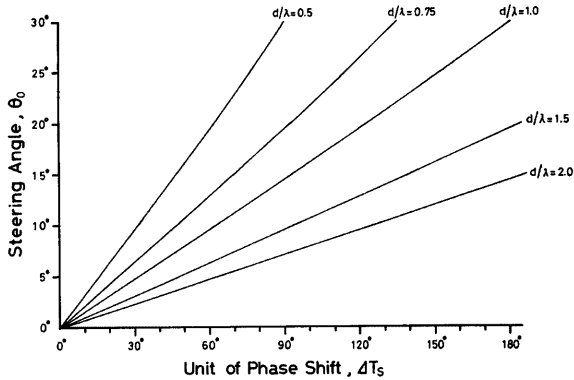


Fig. 10 Unit of phase shift versus beam steering angle, θ_0 with spacing parameter, d/λ

(6) から次のように書ける。

$$\Delta T_s = kd \sin \theta_0 = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_0 \dots\dots\dots(18)$$

Fig. 10 に式 (18) の ΔT_s , θ_0 の関係を d/λ をパラメータとして図示した。 $d/\lambda=1.0$ の場合、 $\Delta T_s=45^\circ$, 90° , 135° , 180° に対応するビームの角度はおおよそ $\theta_0=7^\circ$, 14.5° , 22° , 30° となる。このときの ΔT_s を時間の遅延量に換算すると 1000 Hz の場合、125, 250, 375, 500 μsec に対応する。従って $\theta_0=15^\circ$ ぐらいをとるとすると $d/\lambda=1$ の場合、位相差は 90° という簡単な値に設定することができる。

Fig. 11 にビームの傾きを制御する模式図を示したが、位相差あるいは時間の遅延を各ホーンの信号間いかに与えるかは問題である。 ΔT_s が 90° , 180° という位相の値が単位である場合には、アナログ回路の Phase Shifter などが利用しやすい。送信の際、基本周波数をパルス信号によって作れば、デジタル回路の制御用の Clock 信号に対応した時間遅れを送信信号につくりだすことは容易である。また、受信信号を前置増幅したのちすぐに A/D 変換するような処理体系をとるならば、時間の遅れに対応したサンプリングを行なうことにより、容易に処理できる。また、これをアナログ的な方法により実行することも考えられる。

風速を検出するためには受信波の周波数の Doppler Shift を求めねばならない。そのための受信信号の処理方法であるが、ここでは、FFT と Complex Covariance の方法を用いた場合について若干の検討を行なってみた。信号の処理の流れとしては、

FFT : (1) A/D 変換→デジタル位相差処理/信号合成→演算

(2) アナログ位相差処理/信号合成→A/D 変換→演算

Complex Covariance : (3) アナログ位相差処理/信号合成→ホモダインミキシング→A/D 変換→演

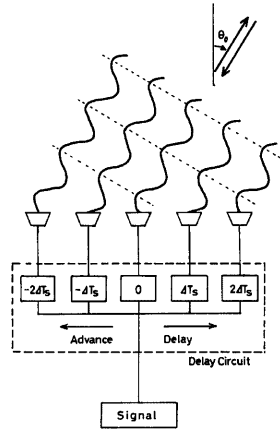


Fig. 11 Model of beam steering mechanism

算

(4) ホモダインミキシング→A/D 変換→デジタル位相差処理/信号合成→演算
 などが考えられる。A/D 変換あるいは、後段の CPU に要求される処理速度の面について見てみる。ホンよりの信号チャンネル数を 5, 送信周波数 1000 Hz, Range Gate 0.12 sec (~20 m), A/D 変換 サンプル周波数 10000 Hz/CH, 500 Hz/CH (Complex Covariance) と仮定する。

このとき 1 秒間に処理すべきデータ量は,

FFT : (1) 5 CH×10000 Hz=50000, (2) 1 CH×10000 Hz=10000

Complex Covariance : (3) 1 CH×2×500 Hz=1000, (4) 5 CH×2×500=5000

となる。そして、1 秒間に要求される演算量は概算で,

FFT : (1) ~21万, (2) ~16万

Complex Covariance : (3) ~3000, (4) ~8000

である。この結果は、FFT には速いミニコンピュータ以上の性能の CPU が必要であり、Complex Covariance では、パーソナルコンピュータ程度の CPU でも処理可能であることがわかる。しかし、このように位相差のある信号についての Complex Covariance 法による処理に関しては検討を必要とする点が残っている。その点 FFT を用いた場合は速い計算機が必要であるが技術的には問題は少ない。

4. あとがき

合成開口 Sodar の可能性について、ビームの合成におけるホーンの数、配置等の効果、システムとしてみた場合の探査高度、送受信信号の処理法について予備的検討、考察を行なってみた。ホーンの数 5×5 で、 $d/\lambda=1$ の等間隔方形配置の例は、合成開口 Sodar 実現の可能性を示している。今後、更にシステム全体としての処理体系についても検討、考察を加えて新しい Sodar の設計を進めて行く予定である。

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, No. 4, 1969, pp. 579-587.
- 2) 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-1, 1977, pp. 157-172.
- 3) 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-1, 1980, pp. 325-334.
- 4) 光田 寧・塚本 修・内田 論: 大気境界層の遠隔測定法の開発, 京都大学防災研究所年報, 第24号 B-1, 1981, pp. 381-389.
- 5) 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.
- 6) Cheston, T.C., and J. Frank: Array antennas, Radar Handbook, ed. M.J. Skolnik, McGraw-hill Book Co., 1970, pp. 11-1-11-71.
- 7) Asimakopoulou, D.N., R.S. Cole, S.J. Caughey and B.A. Crease: A quantitative comparison between acoustic sounder returns and the direct measurement of atmospheric temperature fluctuations, Bound.-Layer Meteor., Vol. 10, 1976, pp. 137-147.
- 8) 西山静男・池谷和夫・山口善司・奥島基良: 音響振動工学, コロナ社, 1979, 255 pp.
- 9) 安達三郎: 電磁波工学, コロナ社, 1983, 191 pp.
- 10) 早坂寿雄: 電気音響学, 岩波書店, 1979, 245 pp.

- 11) 中島平太郎：スピーカ，日本放送出版協会，1980，236 pp.
- 12) Harris, C.M.: Absorption of sound in air versus humidity and temperature, J. Acoust. Soc. Am., Vol. 40, 1966, pp. 148-159.
- 13) Tsvang, L.R.: Microstructure of temperature fields in the free atmosphere, Radio Sci., Vol. 4, No. 12, 1969, pp. 1175-1177.
- 14) Little, C.G.: Acoustic methods for the remote probing of the lower atmosphere, Proc. IEEE, Vol. 57, No. 4, 1969, pp. 571-578.
- 15) Simmons, W.R., J.W. Wescott and F.F. Hall, Jr.: Acoustic echo sounding as related to air pollution in urban environments, NOAA Tech. Rep. ERL 216-WPL 17, 1971, 77 pp.