

船用大深度超音波ドップラー・ プロファイラーの開発

甲斐源太郎^{*1} 黒田芳史^{*1} 松澤誠二^{*2}
奥野清則^{*3}

外洋域の黒潮などの海流の流向・流速・音響散乱強度を深度 400 m まで 32 層にわたり計測できる船舶搭載型の超音波ドップラー・プロファイラーの開発を行なった。この装置の開発に際しては次の 3 点に重点が置かれた。

(1) 信号処理方法の改善：受信された水中散乱信号からドップラー偏移周波数を求める際に、従来用いていたゼロ・クロス法に代り、自己相関関数を用いた信号処理法を導入することにより精度を高める。

(2) 大深度用水中音響変換器の開発：フェーズドアレイ型の変換器で鉛直軸に対し $\pm 30^\circ$ 方向にビーム幅 5° で 70 KHz の超音波パルスを発射する。

(3) 実時間表示法の充実：得られたデータを CRT 上の種々の表示法で図化できる。この装置を用いた基本性能試験を相模湾において行なった結果、散乱信号の受信レベルは水中のノイズレベルに対して深度 500 m 付近でも 10 dB 以上の S/N 比で検出可能であった。これにより 400 m まで流速測定可能という基本機能を満たしうることが確認された。

Development of a Shipboard Acoustic Doppler Current Profiler

Gentaro KAI^{*4}, Yoshifumi KURODA^{*4}, Seiji MATSUZAWA^{*5}
Kiyonori OKUNO^{*6}

A shipboard acoustic Doppler current profiler has been developed which can reliably measure vertical profiles of ocean currents and acoustic backscattering strength in 32 layers up to a depth of 400 meters, and track the sea floor up to a depth of 1000 meters.

In the development of this ADCP, we aimed to

1) introduce an advanced signal processing method (the auto-correlation function) to derive the mean Doppler shift frequency from the received acoustic signal,

2) develop an acoustic transducer module for the measurement of deeper currents than by the existing modules, and

* 1 海洋開発研究部

* 2 深海研究部

* 3 日本無線株式会社研究所

* 4 Marine Research and Technology Department

* 5 Deep Sea Research Department

* 6 Japan Radio Co., Ltd. Laboratory

3) develop real-time displaying methods.

We tested the transducer unit and transmitter-receiver unit in 1984, and the total system in 1985, in the Sagami Bay near Tokyo. The results showed that the receiver output of -15 dB at water depths of 500 meters is sufficient to derive the Doppler frequency shift, because it is much greater than the background noise level of -25 dB. Thus, it was confirmed that the system has the capability to measure the ocean current velocity and the scattering strength up to a layer depth of 400 meters.

1. はじめに

船舶搭載型超音波ドップラー・プロファイラー（以下ではADCPと略す）は、船舶から遠隔的に海面下の流速を計測する機器としてここ数年の間に急速な進歩をみせ、また電磁流速計（GEK）に代わるものとして実際に活用され始めた。

この測器の原理は、水中にパルス状の超音波信号を発射し、水中からの散乱信号に生じるドップラー効果による周波数の偏移を流速に換算するものである。ADCPの原理は、Rowe and Young (1979)¹⁾ や Joyce, Bitterman and Prada (1982)²⁾ に示されている。また米国におけるADCPの進展については、簡単なレビューが Woodward and Apell (1983)³⁾ によりなされている。それにも紹介されているように米国では RD instrument と Ametek-Straza の2社が製品を供給している。そして、西ドイツでは Krupp Atlas Electronics 社が製品を供給している。

日本においては、日本無線・古野電気・海上電機の3社が測定層数が数層で、測定深度が数100mまでのADCPを航海・漁業・海洋観測用計器として供給している。これらの計器を用いた例としては、浅海域において、海洋科学技術センター (1983)⁴⁾ が、日本無線社製のADCP⁵⁾ を用い、九州・針尾瀬戸の海峡部における強い潮流域の海洋調査を実施している。この装置はその後、浅海域における各種土木工事の際の事前調査等で流速測定に用いられている。そして外洋域の海洋観測に用いた例としては、古野電気社の製品（3ビーム方式）を利用して石井ら (1986)⁶⁾ は WESTPAC において西太平洋の流速測定を、また日本無線社の製品（4ビーム方式）を利用して黒田ら (1987)⁷⁾ は、日本東岸の黒潮の流速測定を試みている。しかしながら外洋域の海流の流速分布を得るためには測定深度、測定層数とも十分でなく大深度用のADCPの開発が望まれた。

本文で報告するADCPの特徴は、黒潮等の流れの構造を大深度まで計測することを目的にし、深度400mまでを鉛直方向に32層に分割し流向・流速・音響散乱強度を実時間でモニターしながら計測できることにある。なお、水深1000m程度まではADCPから直接対地船速を得ることを可能とし、それ以深では、ロランC、GPS航法装置から

対地船速を入力する。

この装置の開発に際しては、

- (1) 水中散乱信号から、平均のドップラー偏移周波数を求めるために、自己相関関数を用いた高精度の信号処理方式の導入、
 - (2) 大深度用水中音響変換器の開発、
 - (3) 測定結果の実時間表示法の充実、
- をはかった。以下では、測定の原理について簡単に述べ、この装置の概要と共にこれらの技術開発について記述し、さらに実海域で行なったいくつかの基本性能試験の結果について報告する。

2. 測定原理

送受波器から斜め下方に指向性をもつように海中に発射された超音波パルスは、水中を伝搬しながら海水と共に流れている微小な浮遊物や海底で散乱・反射をうけ、それらの信号が送受波器に戻り受信される。これらの超音波パルスの反射や散乱の際にドップラー効果により送受波器と物体との相対速度に比例した周波数偏移が生じる。一般にこれらの散乱信号のスペクトルは周波数軸上で広がりをもっているが、適当な信号処理を行うことにより、平均の偏移周波数が決定できる。

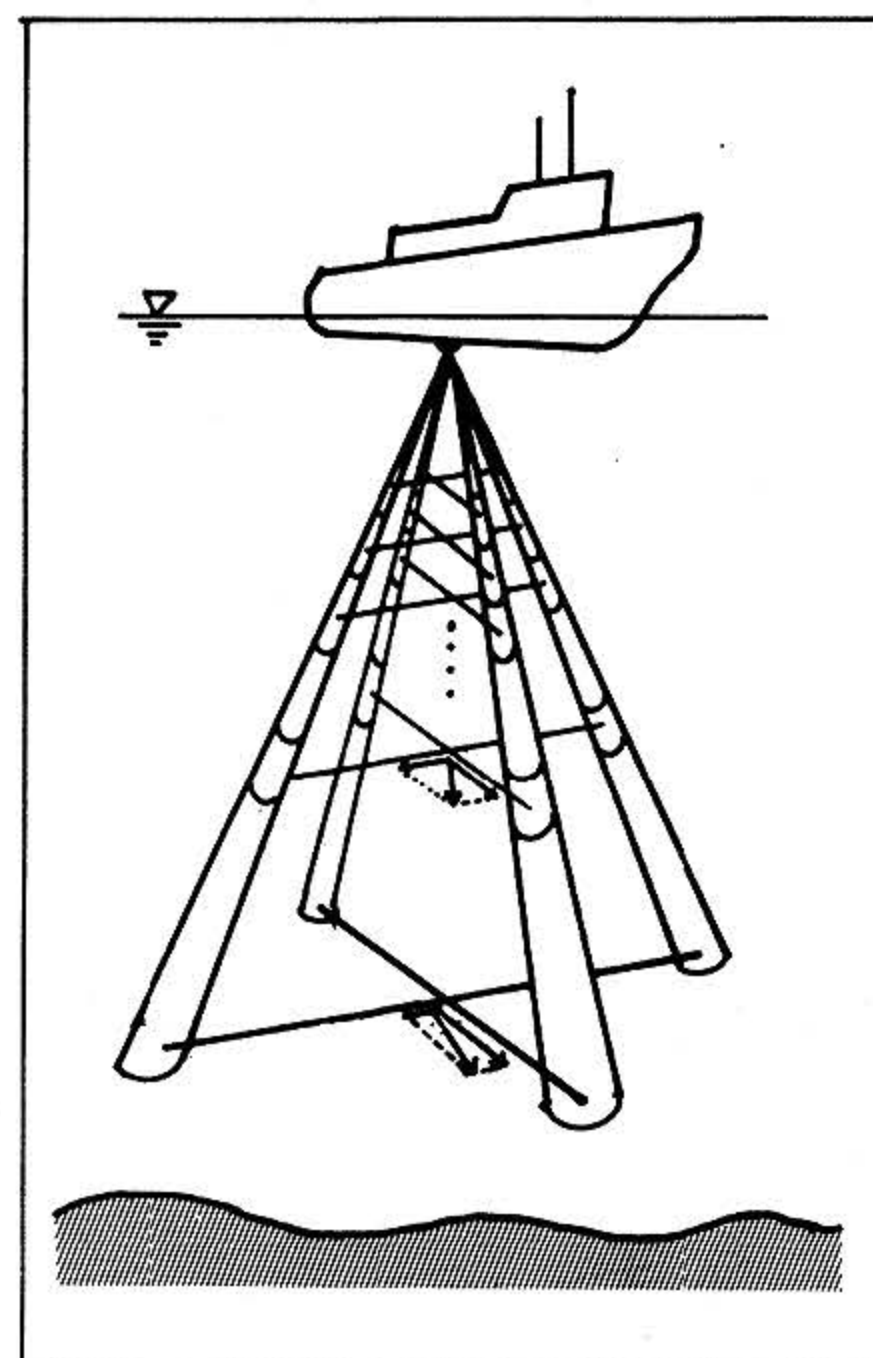


図1 超音波ビームの模式図

Fig.1 Four beams configuration of ADCP

この平均偏移周波数は以下に述べるように直ちに速度に換算することができる。

超音波パルスは図1に示されるように船の前・後、左・右の4方向に発射される。ここでは図2のように船の前・後方向に発射される超音波パルスを例にとり流速測定の方法を説明する。送信周波数を F_0 、前後方向へ発射されるパルスの鉛直軸となす傾角を θ 、前方向のパルスからもどる散乱信号のドップラー偏移周波数を F_{D1} 、後方向からのものを F_{D2} 、水中音速を C とする。前・後方向のパルスを含む鉛直面内において前方向のパルスが到達するある深度での、船から見た海中の散乱粒子との相対的な水平流速を u_1 、鉛直流速を w_1 とし、後方向のパルスにおける水平流速を u_2 、鉛直流速を w_2 とする。

前方向のパルスのドップラー偏移周波数は

$$F_{D1} = \frac{2F_0}{C} (u_1 \sin \theta + w_1 \cos \theta) \dots (2-1)$$

後方向のパルスのドップラー偏移周波数は、

$$F_{D2} = \frac{2F_0}{C} (-u_2 \sin \theta + w_2 \cos \theta) \dots (2-2)$$

で表される。ここでこの2つのパルスに挟まれた空間内で流速が変化しない、つまり、

$$u_1 = u_2 = u$$

$$w_1 = w_2 = w$$

を仮定する。この仮定と(2-1)式、(2-2)式から鉛直流速 w を消去すると水平流速 u は以下のようになる。

$$u = \frac{C}{4F_0 \sin \theta} (F_{D1} - F_{D2}) \dots (2-3)$$

そして左・右のパルスを含む鉛直面内においても上と同様に考えられ、右方向のドップラー偏移周波数を F_{D3} 、左方向のものを F_{D4} とすると、その鉛直面内の水平流速 v は次のように表される。

$$v = \frac{C}{4F_0 \sin \theta} (F_{D3} - F_{D4}) \dots (2-4)$$

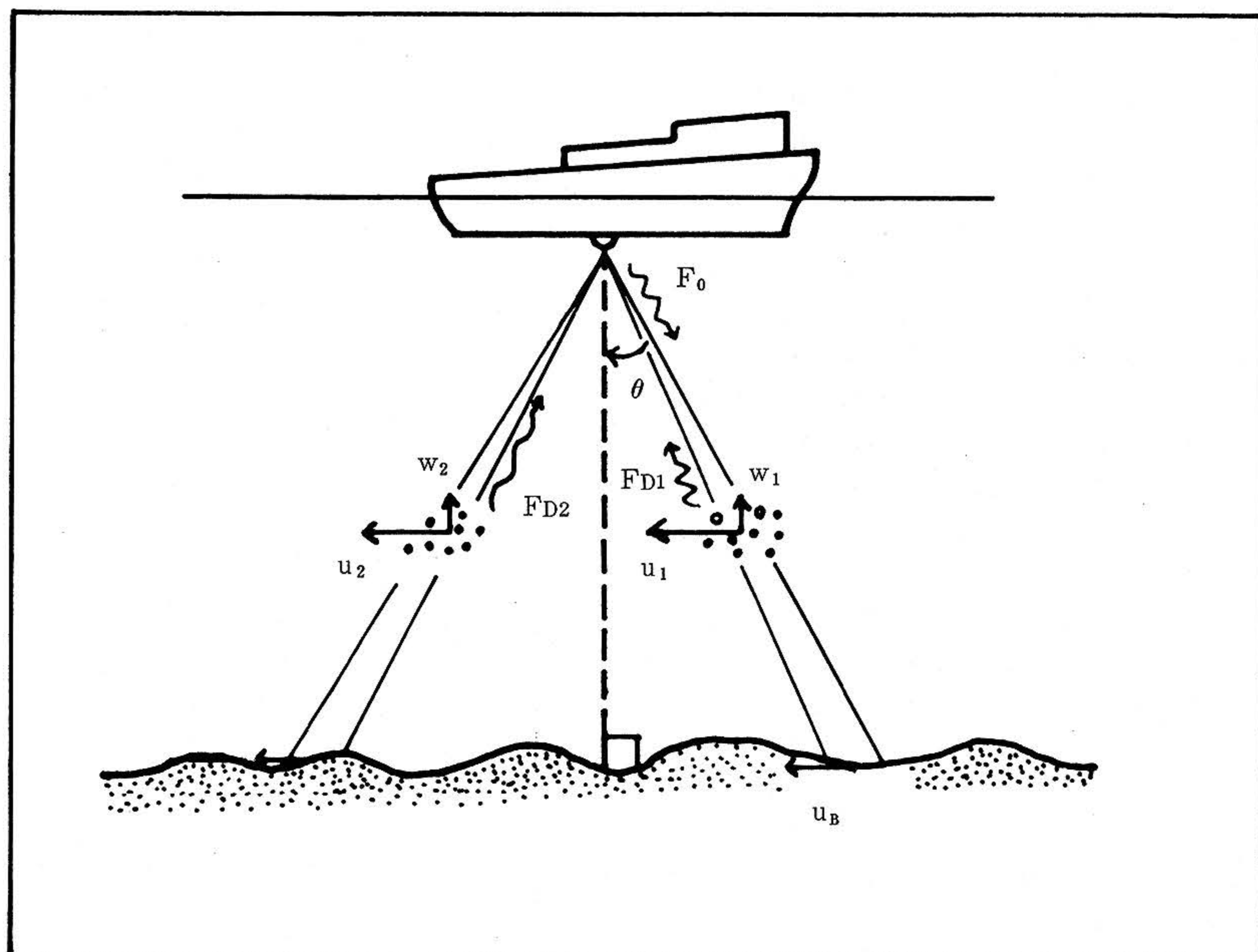


図2 ドップラー効果を利用した流速測定の方法

Fig.2 Velocity measuring method based on Doppler effect

以上の様にして船に対する相対的な流速（相対流速） u ($u \cdot v$) は得られる。

求めたいのは海底に対する流速（対地流速） U であり，そのためには相対流速 u から対地船速に相当する部分を除けばよく，船に対する海底の速度を u_B (単に対地船速の正負の符号を逆にしたもの) とすれば次のように表される。

$$U = u - u_B \quad \dots\dots\dots (2-5)$$

この u_B は超音波パルスが海底で反射した時に生じるドップラー偏移周波数から，相対流速と同様に求めることができる。そして，船のジャイロ・コンパスにより船の方位を計測し，船の座標系から地球座標系に変換することにより最終的に流向，流速を得る。以後はこの地球に対する流速や船速を対地流速，対地船速と呼ぶ。

このように海底反射信号が明確に受信できる場合は ADCP 自身で対地流速を求めることができる。しかし，海底が深くなった場合には，海底反射信号の減衰が大きくなり海底反射のドップラー偏移周波数を得ることが不可能となり，対地船速が求められなくなる。そのような場合には，対地船速を他の装置から与える必要が生じ，この ADCP ではロラン C，あるいは GPS 航法装置から対地船速を入力できるように設計されている。ただし，その場合の対地流速の測定精度は，ロラン C あるいは GPS の精度に依存することになる。

測定層の深度 Z は，超音波パルスの発射から受信までの時間を t とすれば，

$$Z = \frac{C t \cos \theta}{2} \quad \dots\dots\dots (2-6)$$

で表される。また受信信号を時間分割し，その分割時間内で信号処理を行いドップラー偏移周波数を算出することにより，各深度で区切られた測定層毎に流速測定が可能となる。測定層厚 ΔZ は時間分割の幅を Δt とすると

$$\Delta Z = \frac{C \Delta t \cos \theta}{2} \quad \dots\dots\dots (2-7)$$

のように表される。

3. 信号処理

3.1 自己相関関数を利用した信号処理法

ここでは，微弱な受信散乱信号から，流速に換算されるドップラー偏移平均周波数を決定する信

号処理法について述べる。船の動揺，散乱体の性質，流速シアなど，種々の原因により受信信号の周波数スペクトルは広がりをもっているが流速を求めるためにはこの広がったスペクトルから 1 つの有意な平均周波数を決定しなければならない。我々は従来用いられてきたゼロ・クロス法に代わり，自己相関関数を用いて受信信号がもつドップラー偏移平均周波数およびその分散を求める方法を導入した。以下にこの方法の原理式を示す。

受信した散乱信号の周波数を f ，パワースペクトル密度関数を $S(f)$ とすると，その平均周波数は原点のまわりの 1 次モーメントとして次式で表される。

$$\bar{f} = \int_{-\infty}^{\infty} f S(f) df / \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df \quad \dots\dots (3-1)$$

また，パワースペクトル密度の広がりを示す分散は平均周波数 $\bar{f}$ の周りの 2 次モーメントとして次式で表される。

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (f - \bar{f})^2 S(f) df / \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df \\ &= \mu - \bar{f}^2 \quad \dots\dots\dots (3-2) \end{aligned}$$

ここで，

$$\mu = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f) df / \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df$$

である。

次に散乱信号の自己相関関数を $R(\tau)$ で表すと自己相関関数とパワースペクトル密度の間には，Wiener-Khintchine の公式から，

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{i2\pi f \tau} df \quad \dots\dots (3-3)$$

の関係がある。自己相関関数 (3-3) 式の 1 次微分を $\dot{R}(\tau)$ ，2 次微分を $\ddot{R}(\tau)$ とすると

$$\begin{aligned} dR/d\tau = \dot{R}(\tau) &= i2\pi \int_{-\infty}^{\infty} f S(f) e^{i2\pi f \tau} df \\ &\quad \dots\dots\dots (3-4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d^2 R/d\tau^2 = \ddot{R}(\tau) &= -4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f) e^{i2\pi f \tau} df \\ &\quad \dots\dots\dots (3-5) \end{aligned}$$

となる。それぞれの式を $R(\tau)$ で除し， $\tau = 0$ とおき，それぞれ (3-1) 式，(3-2) 式を用いると，

$$\begin{aligned}\dot{R}(0)/R(0) &= i2\pi \int_{-\infty}^{\infty} f S(f) df / \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df \\ &= i2\pi \bar{f}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\ddot{R}(0)/R(0) &= -4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f) df / \\ &\quad \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df \\ &= -4\pi^2 \mu\end{aligned}$$

となり, $\bar{f}$, μ は次のように書ける,

$$\bar{f} = (1/i2\pi) \dot{R}(0)/R(0) \quad \dots\dots\dots (3-6)$$

$$\mu = -(1/4\pi^2) \ddot{R}(0)/R(0) \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

また, ここで扱う自己相関関数が,

$$R(\tau) = A(\tau) e^{i\phi(\tau)} \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

のようにおけると仮定する。A(τ)は偶関数であるから $\dot{A}(0)=0$, また位相 $\phi(0)=0$ であるから,

$$\dot{R}(0)/R(0) = i\dot{\phi}(0) \quad \dots\dots\dots (3-9)$$

となり, (3-6)式により平均周波数 $\bar{f}$ は, 以下の様になり,

$$\begin{aligned}\bar{f} &= (1/2\pi) \dot{\phi}(0) \\ &\simeq (1/2\pi) [\phi(\Delta\tau) - \phi(0)] / \Delta\tau \\ &= (1/2\pi \Delta\tau) \phi(\Delta\tau) \\ &= (1/2\pi \Delta\tau) \arg [R(\Delta\tau)] \\ &\quad (\Delta\tau \ll 1)\end{aligned}$$

最終的には次式で表される。

$$\bar{f} = (1/2\pi \Delta\tau) \arctan \{ \text{Im}[R(\Delta\tau)] / \text{Re}[R(\Delta\tau)] \} \quad \dots\dots\dots (3-10)$$

すなわち, $\bar{f}$ は受信信号から得られる自己相関関数から計算できる。

上と同様に (3-8) 式の 2 次微分を行い, $\tau=0$ のとき, $\dot{A}(0)=0$, $\ddot{\phi}(0)=0$ であるから,

$$\ddot{R}(0)/R(0) = [\ddot{A}(0)/A(0)] - \dot{\phi}^2(0) \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

となる。次に (3-2) 式に, (3-6) 式,

(3-7) 式を代入すると分散 σ^2 は,

$$\sigma^2 = \mu - \bar{f}^2 = -(1/4\pi^2) \{ [\ddot{R}(0)/R(0)] - [\dot{R}(0)/R(0)]^2 \}$$

となる。上式に (3-9) 式, (3-11) 式を代入すると,

$$\sigma^2 = -(1/4\pi^2) \ddot{A}(0)/A(0) \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

となる。

ここで A(τ) を 0 のまわりで級数展開すると,

$$A(\Delta\tau) \simeq A(0) + (\Delta\tau^2/2) \ddot{A}(0) \quad (\Delta\tau \ll 1)$$

であり, これから,

$$\begin{aligned}\ddot{A}(0)/A(0) &\simeq -(2/\Delta\tau^2) \\ &\quad \{ 1 - [A(\Delta\tau)/A(0)] \} \\ &\quad \dots\dots\dots (3-13)\end{aligned}$$

となる。(3-12) 式, (3-13) 式より受信周波数の分散は次式であらわされる。

$$\begin{aligned}\sigma^2 &\simeq (1/2\pi^2 \Delta\tau^2) \{ 1 - [A(\Delta\tau)/A(0)] \} \\ &\simeq (1/2\pi^2 \Delta\tau^2) \{ 1 - [R(\Delta\tau)/R(0)] \} \\ &\quad \dots\dots\dots (3-14)\end{aligned}$$

(3-10) 式, (3-14) 式により散乱信号の平均周波数および周波数の広がりを示す分散は, 受信信号の時間軸方向での処理で得られる自己相関関数を計算することで導き出される。図 3 に上の

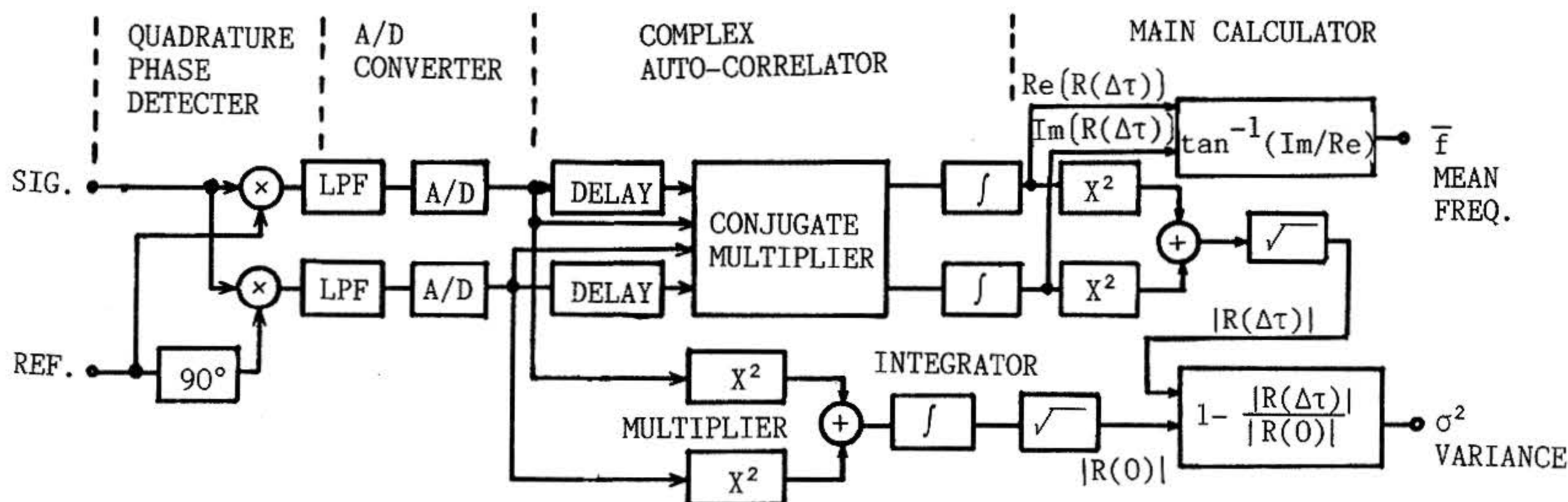


図 3 自己相関関数を用いた信号処理法のブロック回路図
Fig.3 Signal processing flow diagram

信号処理法を実現するための回路のブロック図を示した。

上記の原理を用いた方法とゼロクロス法によるドップラー偏移周波数の推定誤差を比較した。入力信号はパルス幅 30 msec, ドップラー偏移周波数 200 Hz で与え, 散乱物体が平均間隔 0.875λ (λ は音波の波長) でランダムに存在している場合の仮定の散乱信号に, 白色雑音を加えたものをモデル信号とした。このモデル信号の S/N を変化させながら, 自己相関関数を用いた方法とゼロ・クロス法からそれぞれ推定される平均ドップラー偏移周波数を求めた。その結果を図 4 に示した。ゼロ・クロス法では $S/N = +6$ dB 以下で誤差が増加しているのに比べ, 自己相関関数を用いた方法では, $S/N = -6$ dB まで誤差は無く, このことから S/N で約 12 dB 改善されたといえる。

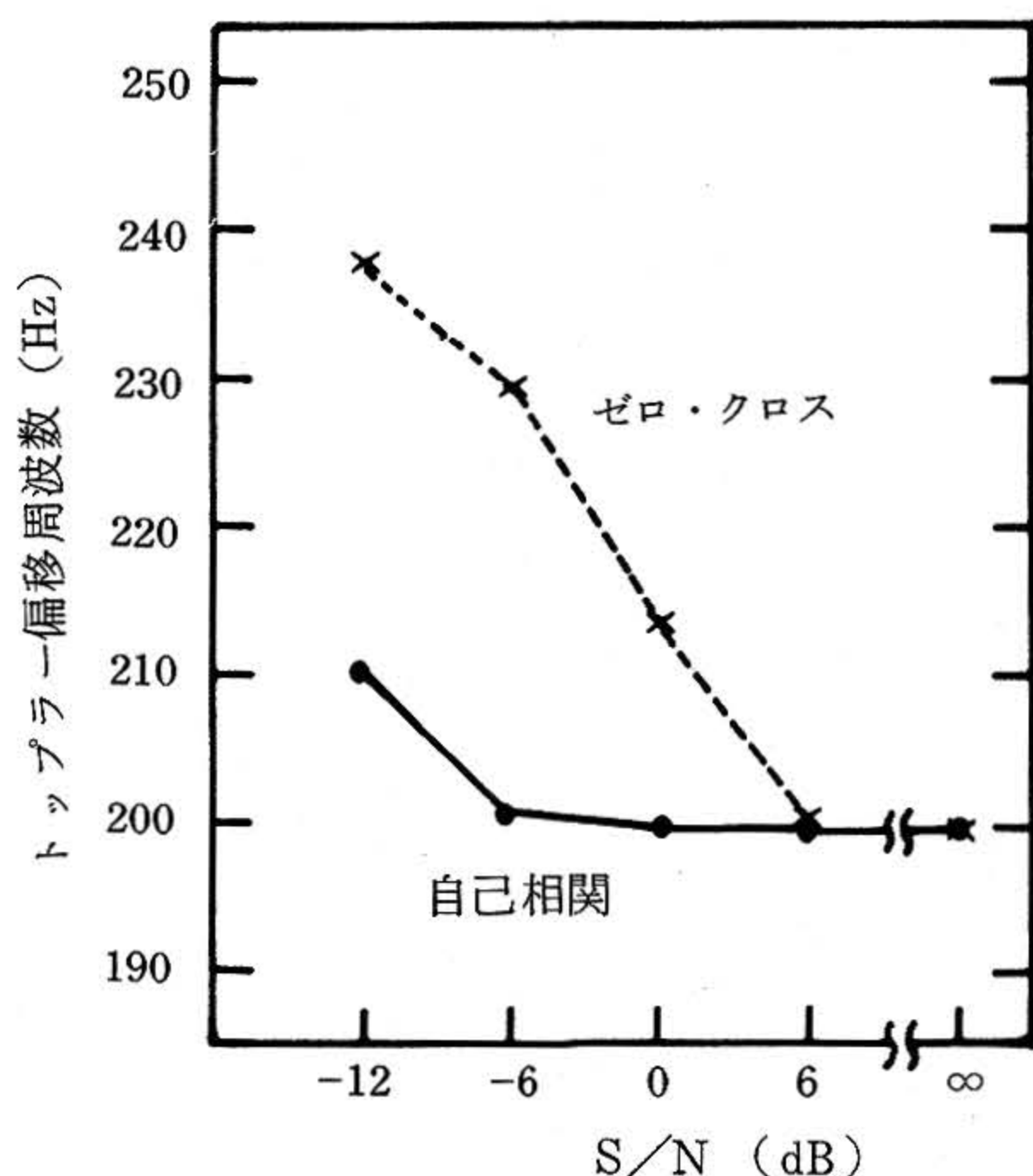


図 4 ゼロ・クロス法と自己相関関数を用いた信号処理法によるドップラー偏移周波数の推定の比較

Fig. 4 Comparison of the simulated Doppler mean frequency by the auto-correlation function method with that by the zero-cross method

3.2 ソナー方程式による測定限界の検討

この ADCP で設定された送信周波数 (70 KHz), ビーム幅 (5°), 送信パルス幅 (可変であるが 20 msec と仮定), 電気出力 (1.5 kw), 受信機帯域幅 (900 Hz) の諸パラメータから, 流速測定の深度限界および海底検出の深度限界をソナー方程式を用いて評価する。以下の結果は, 種々の仮定を基にしているもので, 現実にはどの海域でもこの様な数値を示すというものではなく, この装置の能力を知る指標となるものである。

水中音響を用いて何らかの目標物を探知するためのアクティブソナーの方程式は以下の様になる。

$$SL - 2TL + TS \geq NL - DI + DT \cdots (3-15)$$

- SL : 送波レベル
- 2TL : 往復の伝搬損失
- TS : ターゲットストレングス
- NL : 雑音レベル
- DI : 送受波器の指向性利得
- DT : 検出閾値

上式で左辺はエコーレベルであり右辺は雑音マスキングレベルである。簡便のため (3-15) 式を変形し

$$DT \leq SL - 2TL + TS - NL + DI \cdots (3-16)$$

とする。この式で右辺の値が, 測定深度と共にどの程度減少するかを調べ, その値が検出閾値 DT を上まわるか否かで, ADCP の側定限界を評価する。

以下では, (3-16) 式右辺の各項の値を見積もる。右辺第 1 項の送波レベル SL は次式で表される。

$$SL = 171 + 10 \log P + 10 \log \eta + DI \cdots (3-17)$$

- P : 電気出力
- η : 電気・音響変換効率

ここで送受波器指向性利得 DI は,

$$DI = 10 \log \left[\frac{2.3}{\sin(\phi/2)} \right]^2 \cdots (3-18)$$

で表され, ビーム幅 ϕ は 5° を代入すると $DI = 34.4$ dB となる。そして (3-17) 式において, $\eta = 0.25$ と仮定し, 電気出力 $P = 1500$ w (1 ビーム当り) の値を入れると $SL = 231$ dB となる。

第 2 項の伝搬損失 TL は拡散損失と吸収損失の和であり, 次のように表される。

$$2TL = 40 \log r + 2\alpha r \cdots (3-19)$$

ここで α は吸収係数であり、

$$\alpha = \frac{44 f^2}{4100 + f^2} + 0.0003 f^2$$

で表され、発信周波数 $f = 70 \text{ KHz}$ を代入すると、 $\alpha = 25.4 \text{ dB/km} = 0.0254 \text{ dB/m}$ となる。そこで (3-19) 式は、

$$2\text{TL} = 40 \log r + 0.0508 r \quad \dots\dots (3-20)$$

となる。

次に、第3項のターゲットストレンジス TS について考える。ADCPは海中の微小な浮遊物を対象としていることから、体積散乱にともなうターゲットストレンジスは次式で表される。

$$\text{TS} = \text{Sv} + 10 \log \frac{C \tau \Psi}{2} r^2 \quad \dots\dots (3-21)$$

- Sv : 後方散乱強度
- C : 音速 (1500 m/sec)
- τ : 送信パルス幅
- Ψ : 等価ビーム幅
- r : 距離

上式で Ψ は次のように表される。

$$10 \log \Psi = 20 \log \phi/2 - 31.6 \\ = -23.7 \text{ dB}$$

ここでこの水中音響変換器のビーム幅は 5° であるから $\phi/2 = 2.5^\circ$ である。 Sv の値を従来の観測値から -80 dB と仮定し、送信パルス幅の 20 msec を代入すると TS は上式と (3-21) 式から次のようになる。

$$\text{TS} = -91.9 + 20 \log r \quad \dots\dots (3-22)$$

さらに右辺第4項の雑音レベル NL は次のように表される。

$$\text{NL} = \text{SPL} + 10 \log B \quad \dots\dots (3-23)$$

- SPL : 水中雑音のスペクトルレベル
- B : 受信機の帯域幅

ここで水中雑音のスペクトルレベルを 60 dB と仮定する、また受信機帯域幅は 900 Hz であるので $\text{NL} = 89.5 \text{ dB}$ となる。

式(3-17)、(3-18)、(3-20)、(3-22)、及び (3-23) で評価した値および式を(3-16)式に代入すると、

$$\text{DT} \leq 84.5 - 20 \log r - 0.0508 r \quad \dots (3-24)$$

となる。ここでこの関数を図5に示した。設計仕様の流速測定限界深度 400 m は鉛直軸に対するビームの傾きを考えると水中の距離 $r = 461 \text{ m}$ に対

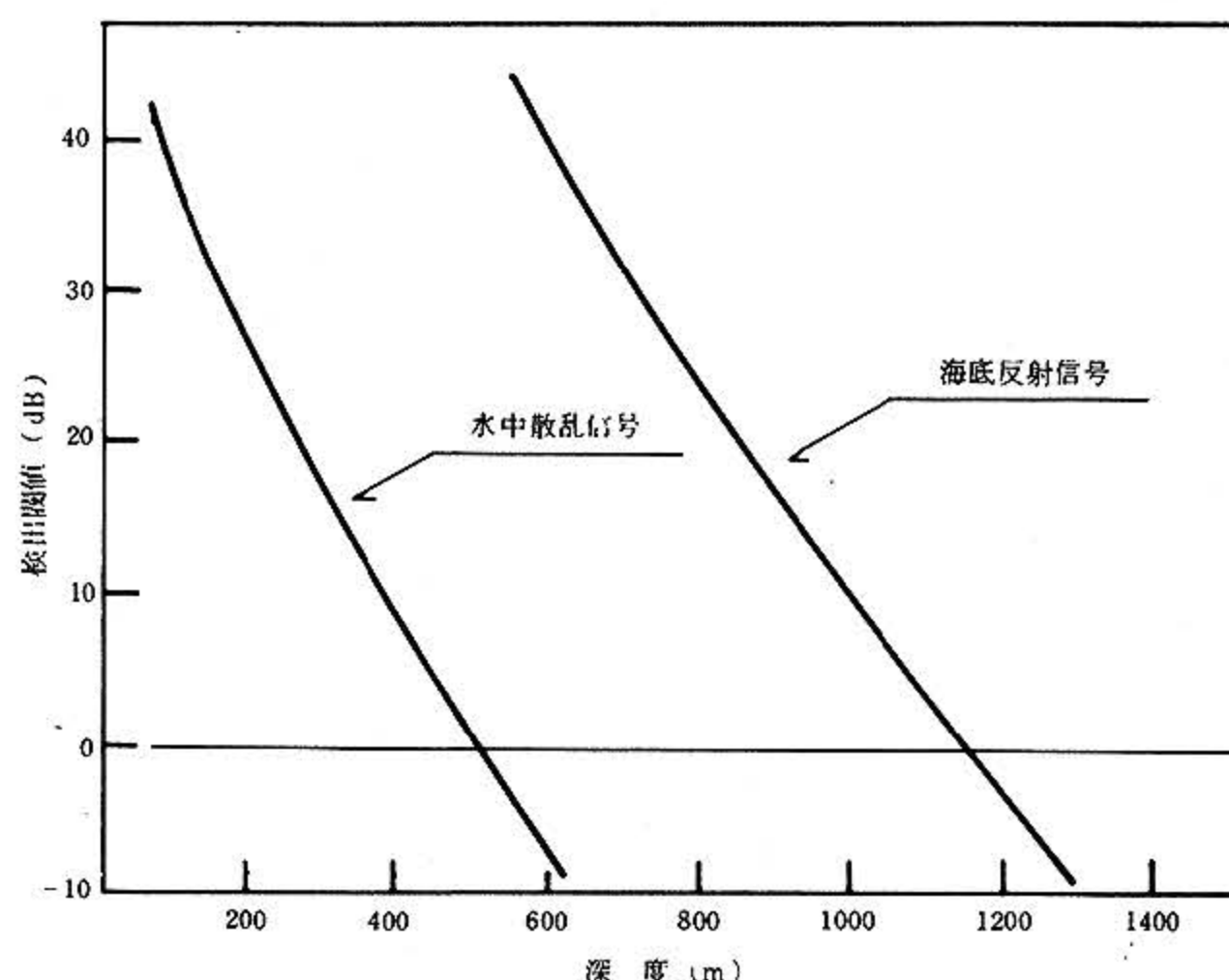


図5 ソナー方程式による信号検出閾値の評価
Fig.5 Detection threshold in the active sonar equation

応し、その時右辺は 7.3 dB 程度となる。前節の図4から 6 dB もあれば従来のゼロクロス法でさえドップラー偏移周波数が検出できると考えられ、この 7.3 dB という値は、自己相関関数を用いた信号処理を行うこのADCPが、深度 400 m までの測流に十分な能力をもつものであることを示している。

一方、海底の反射信号の場合は、(3-19)式の伝搬損失は実音源が水深の2倍の所にある鏡像音源に置換できるため次式で表される。

$$2\text{TL} = 20 \log 2r + 2\alpha r \quad \dots\dots (3-25)$$

またターゲットストレンジスとしての海底の反射強度を従来の測定値から -40 dB と仮定すると

(3-16)式は、

$$\text{DT} \leq 135.9 - 20 \log 2r - 0.0508 r \quad \dots (3-26)$$

となる。この関係も図5に示した。設計仕様での海底検出限界である水深 1000 m ($r = 1154 \text{ m}$) における反射損失は 12 dB 程度であり十分海底を検出できると推測される。

4. 装置の開発

4.1 装置の概要

表1に装置の基本仕様を示す。この装置は深度 400 m までを32層に分けて、流向・流速・音響散乱強度を測定できる、また海底の深度検出は 1000 m 程度まで可能である。そして設計上の流

表1 超音波ドップラー・プロファイラー基本仕様
Table1 Specifications of the ADCP

測定項目	流向, 流速, 音響散乱強度
最大測定深度	400 m
測定層数	32 層
海底検出最大深度	1,000 m
流速分解能	1.0 cm/sec
ビーム構成	4 本 (前後左右)
ビーム傾角 (鉛直軸となす角)	± 30 度
ビーム幅 (半減全角)	5 度
使用周波数	70 KHz
船位測定部	
○ GPS 航法装置	JLR - 4000 (日本無線)
○ ロランC 航法装置	JNA - 760 (日本無線)
○ ジャイロ・コンパス	GM - 10 (東京計器)
静的誤差	± 2° ($\rho = 0.75^\circ$)
動的誤差	± 1.5° (ロール 25°, ピッチ 15°)
表示制御部	
○ 表示・制御装置	PC - 100 (日本電気)
メモリ容量	374 KB
ビデオメモリ容量	512 KB
表示能力	720 ドット × 512 ドット
フロッピーディスク	5 インチ両面倍密度 2 台
ブラウン管	14 型
解像度	720 ドット × 512 ライン
データ記録部	
○ 磁気記録装置	DMT - 750 (アンリツ)
記録磁気テープ	1/4 インチ・カートリッジ型 (450 フィート)
記録密度	7700 BPI
記録容量	36 MB (ブロック長 8 KB)
○ ハードコピー装置	VP - 95 (SEIKO)
記録方式	マルチヘッド型感熱記録
記録密度	6 ドット/mm
プリント時間	20 秒
コピーサイズ	171 × 228 mm

速分解能は 1 cm/sec である。また信号の S/N は受信散乱信号のスペクトルの周波数軸上の広がり幅をあらわす標準偏差から判断できるように実時間で表示される。

図6に装置の全体構成を、図7に装置のブロック図を示した。送受波器部は2つの水中音響変換器からなり、それぞれ船の前後方向、左右方向に各2本、計4本の超音波パルスを発射する。この変換器の詳細については次節で説明を加える。本機は実験機であるため船の舷側に臨時に装備する機会が多く、そのためにフィッシュタイプのハウジングを製作し、それに変換器を装備できるようにした。

このADCPの送信機の送信周波数は 70 KHz 、電気出力は 6 Kw で送信パルス幅は可変である。また受信機の受信周波数は 70 KHz で帯域幅は $\pm 900\text{ Hz}$ である。信号処理部は、送受信部の制御を行うとともに、受信された散乱信号からドッ

プラー偏移周波数を、3.1節で述べた自己相関関数を用いた信号処理により求め、船位測定部から入力される船位、船速、方位情報とも合わせ、流向・流速等を算出する。得られたデータは表示部に送られリアルタイムでCRT上に表示されるとともに、磁気記録装置にも直接記録される。さいごに、表示・制御部はマウスおよびキーボードから諸測定パラメーターを入力し信号処理部の制御を行うとともに、CRT表示の切り替えやデータ記録部の制御を行う。

4.2 大深度用水中音響変換器

本装置の送受波器部は船の前後・左右の4方向へ超音波パルスを発射するため、2個のフェーズドアレイ型水中音響変換器で構成されている。1個の変換器で主ビームとグレーティングローブの2本の超音波ビームが形成できる。フェーズドアレイ型水中音響変換器の原理について、奥野ら⁵⁾

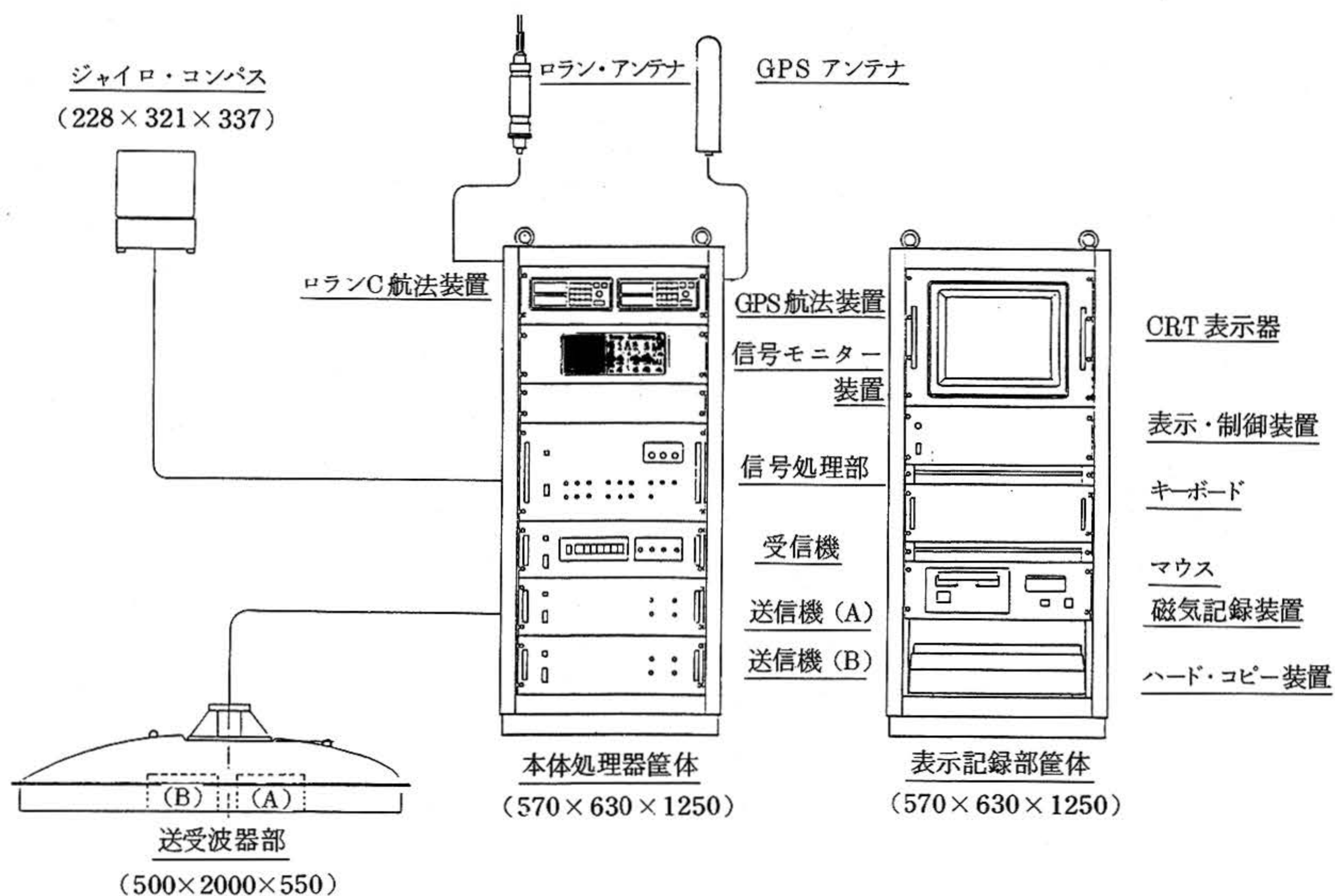


図6 超音波ドップラー・プロファイラー全体構成
Fig.6 Hardware arrangement of the ADCP

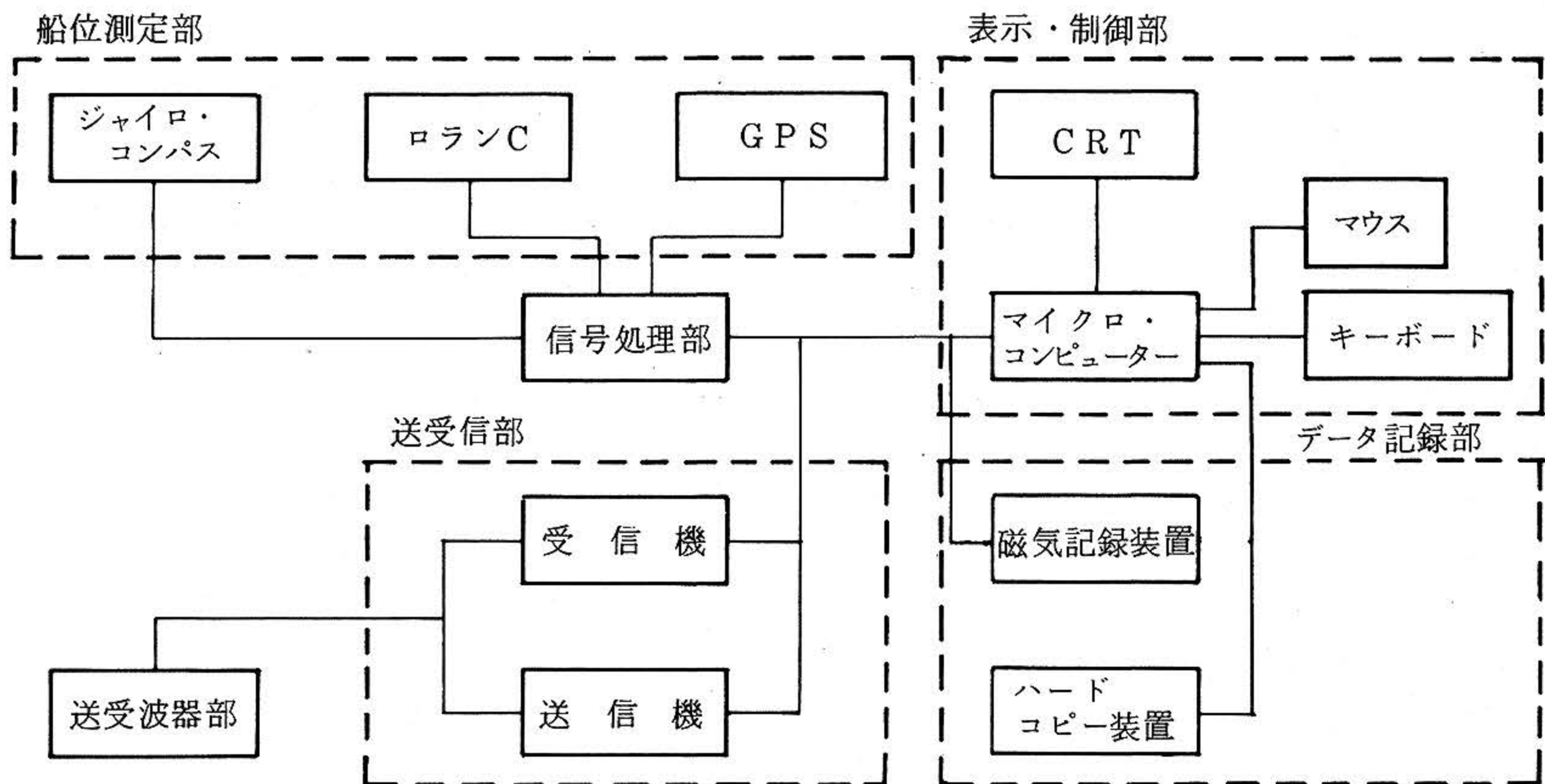


図7 超音波ドップラー・プロファイラーの装置ブロック図
Fig.7 Block diagram of the ADCP system

に基づき簡単に記す。図8の様に音源強度が等しいN個の音響変換素子が等間隔dで直線状に配置され、相隣り合う素子の駆動位相差を δ 、音源の波長を λ 、素子単体の指向性関数を $A(\theta)$ としたとき、この水中音響変換器の指向性関数 $E(\theta)$ は、

$$E(\theta) \propto A(\theta) \frac{\sin N\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta - \frac{\delta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta - \frac{\delta}{2}\right)} \dots (4-1)$$

で与えられる。

よって $E(\theta)$ は、

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta - \frac{\delta}{2} = m\pi, \quad (m=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

のとき極大値をとる。ここで $m=0$ の場合が主ビームであり、 $m=\pm 1, \pm 2, \dots$ がグレーティングローブに対応する。たとえば、ここで素子間隔 $d=\lambda$ 、駆動位相差 $\delta=\pi$ とすると、 $m=0$ で $\theta=30^\circ$ の方向に主ビーム、 $m=-1$ で $\theta=-30^\circ$ の方向にグレーティングローブが形成され、2方向に音波を同時に放射することができる。また受波時には、 $m=0$ の場合に

$$d = \frac{\lambda}{2}, \quad \delta = \frac{\pi}{2} \text{ または } -\frac{\pi}{2}$$

にすることで、 $\theta=30^\circ$ または -30° 方向から

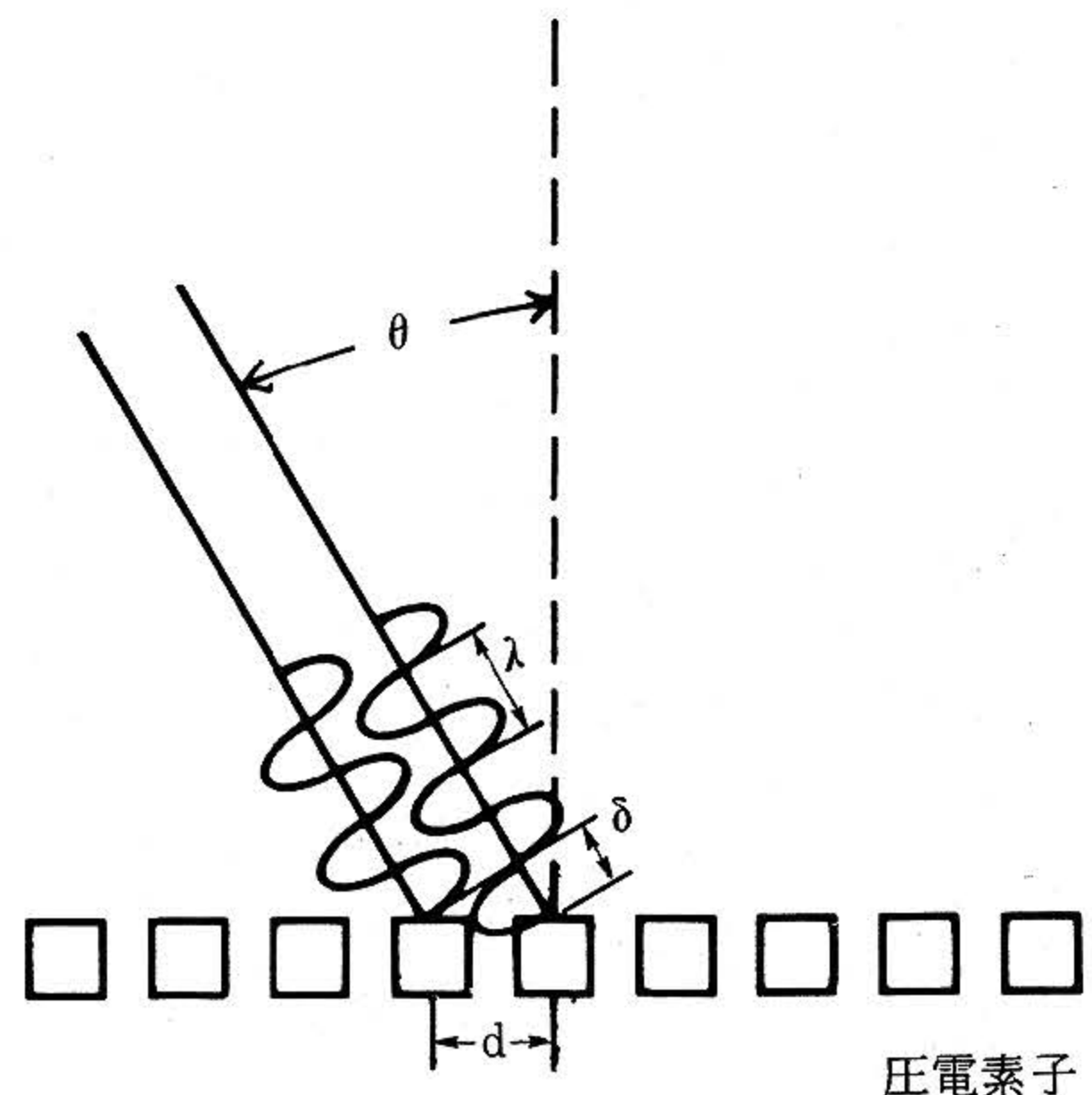


図8 グレーティングローブ方式の直線配列水中音響変換器の原理

Fig.8 Principle of the phased-array transducer

の信号がそれぞれ受信できることになる。

尖鋭な指向性を有するビームを発生させるためには、(4-1)式の N を大きくとる、つまり小型の圧電素子をできるだけ多数個配列した水中音響変換器を製作する必要がある。一方、製作の容易さとコスト面からは、変換素子が大きく、数が少ない方が有利となる。このため、素子の大きさと形状を定めるために、我々は2種類の直線配列の模型を試作し、水槽試験を行い配列を決定した。ここでは、大きさが $9.7\text{ mm} \times 9.7\text{ mm} \times 18.7\text{ mm}$ 、 $9.7\text{ mm} \times 52.5\text{ mm} \times 20.8\text{ mm}$ の2種類の角形縦振動圧電素子を試作し、一方は25個、他方は5個直線上に配列しシェーディングをほどこしそれらの指向性を調べた。結果は、図9および図10に示したが、明らかに5素子の模型のサイドローブが大きいことがわかり、この個数でペアビームを出せばサイドローブの重なりでより大きなサイドローブが形成されることが、予想される。一方、25素子の模型のサイドローブは主ビームに比べて20 dB程度におさえられており、サイドローブに

よる測定誤差を小さくするためにも、製作上の複雑さや、価格面の問題はあるものの、少なくともこの程度の個数の素子を使うことが望まれた。

実際にここで製作した水中音響変換器は、主ビームとグレーティングローブが形成される面では圧電素子を32個並べることとし、さらにこれと直交する方向には25個並べ計800個の素子を使用した(写真1参照)。大きさは $403\text{ mm} \times 328\text{ mm} \times 140\text{ mm}$ である。この変換器の受波時の指向性を調べたものを図11、図12に示した。図からわかるようにビーム傾角 $\pm 30^\circ$ 、ビーム幅(半減全角) 5° 、サイドローブも主ビームに比べて15 dB以下におさえられ良好な指向特性が得られた。

4.3 データ表示・記録ソフトウェア

船上で計測したデータをリアルタイムで表示し、流速をモニタできることは海洋観測や海洋上での種々の作業を行う上で重要な機能である。またそれらの大量の情報は確実に記録されなければならない。以下ではこのADCPのデータ表示・記録ソ

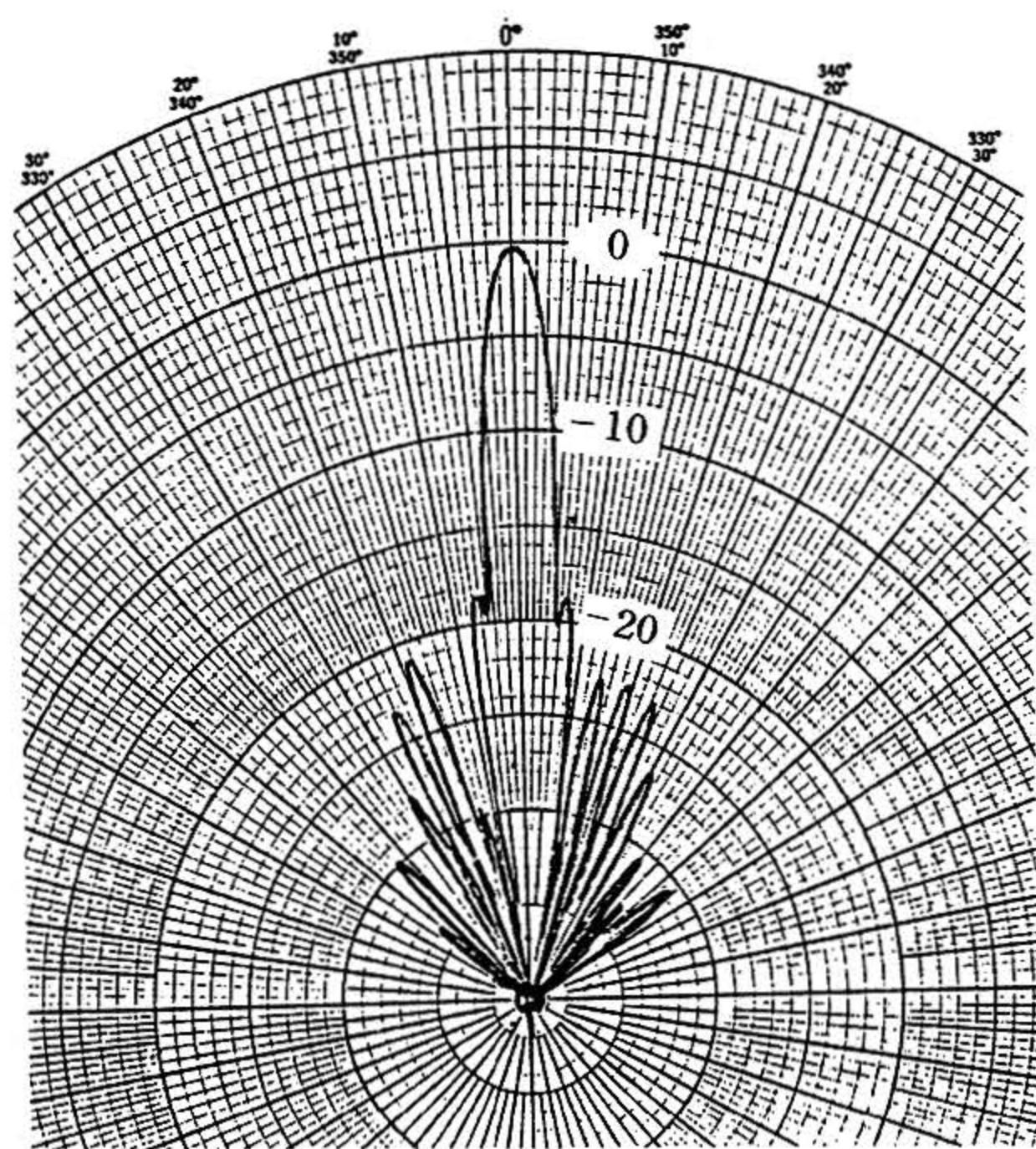


図9 圧電素子数25個の直線配列水中音響変換器模型の指向特性

Fig.9 Acoustic beam pattern of the test - module made of twenty five transducer elements

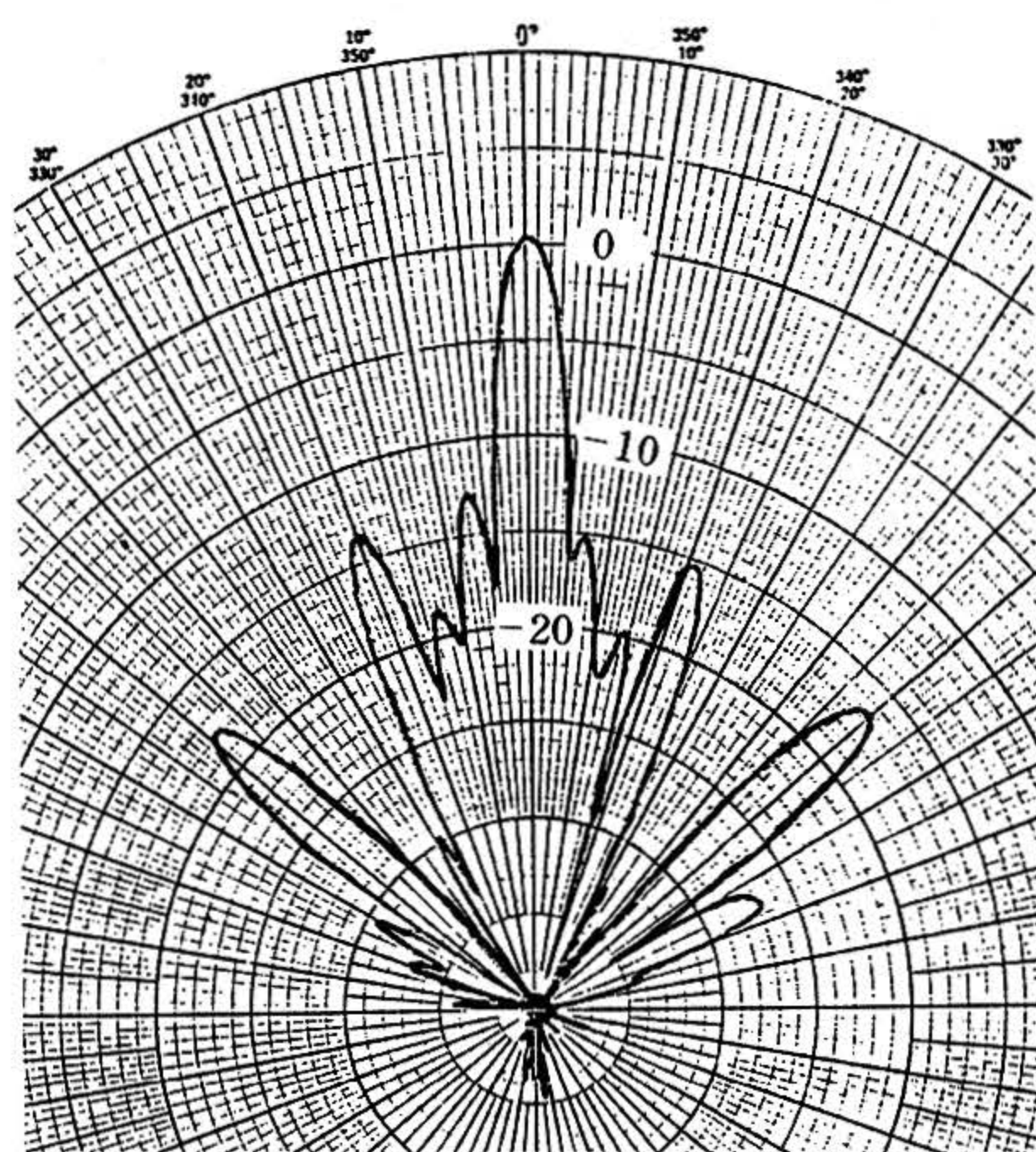


図10 圧電素子数5個の直線配列水中音響変換器模型の指向特性

Fig.10 Acoustic beam pattern of the test - module made of five transducer elements

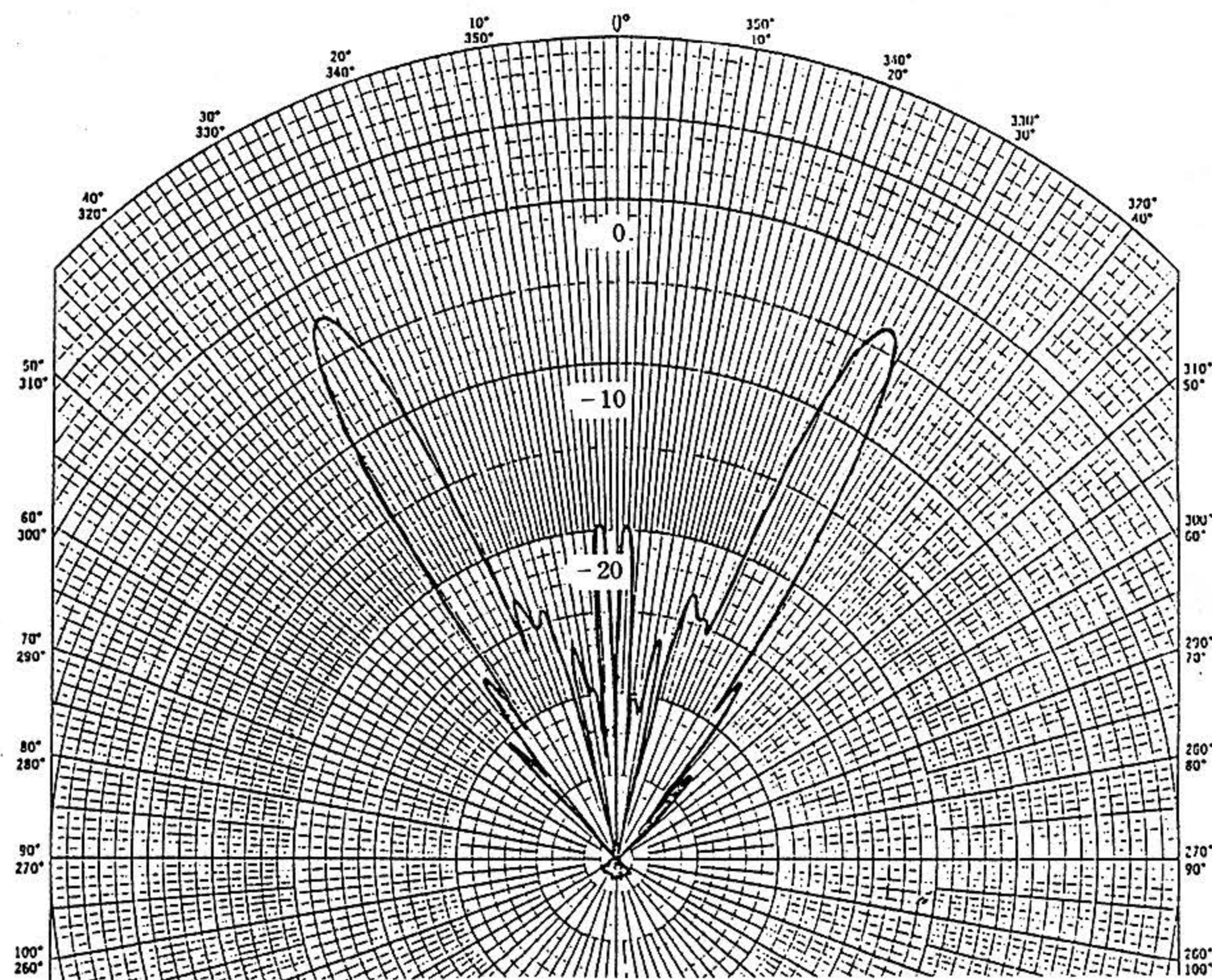


図 11 超音波ドップラー・プロファイラー水中音響交換器のビーム偏向面における指向特性
 Fig.11 Acoustic beam pattern of the transducer module in the pair-beam plane

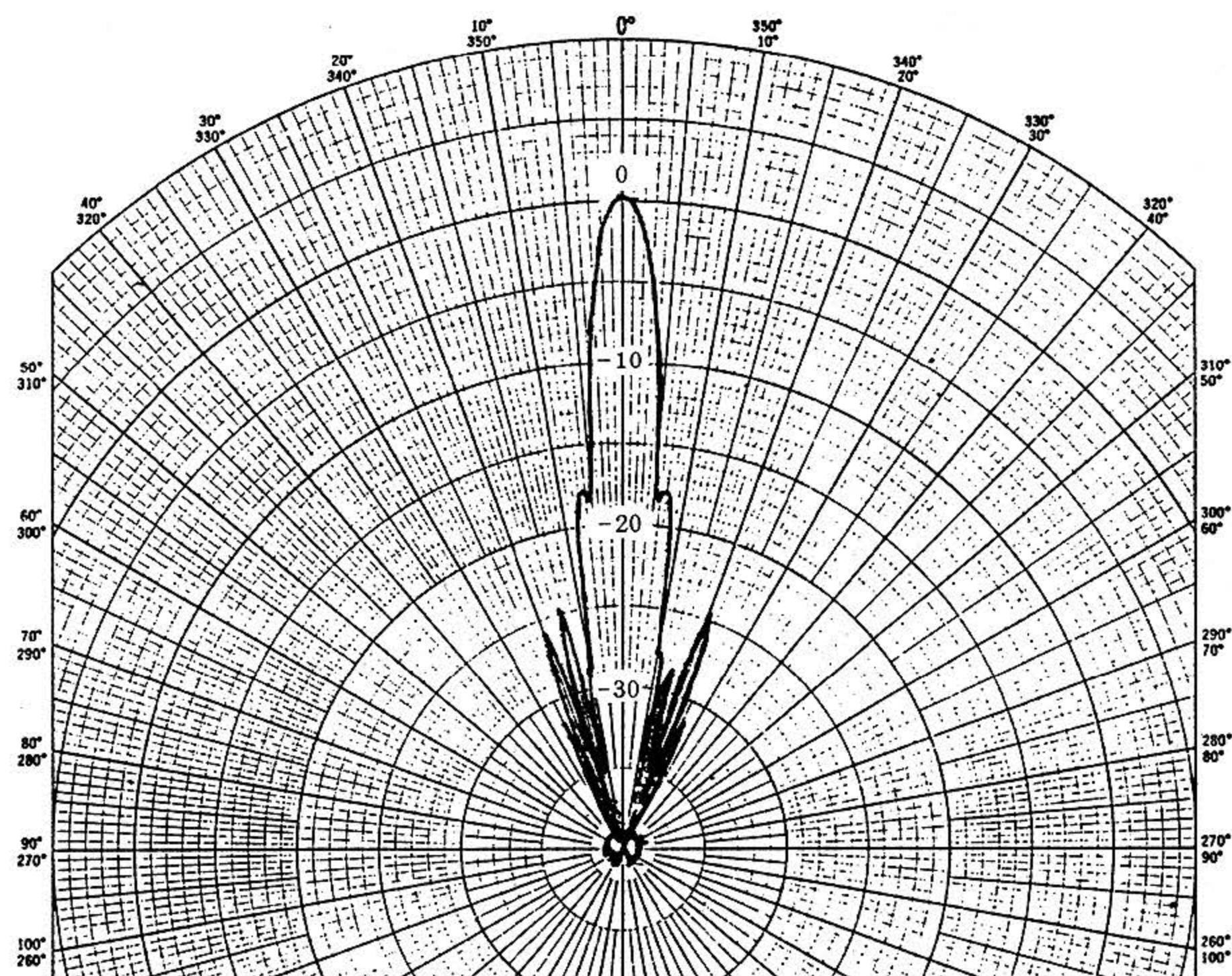


図 12 超音波ドップラー・プロファイラーの水中音響変換器の
 ビーム偏向面と直交する面における指向特性
 Fig.12 Acoustic beam pattern of the transducer module in
 a vertical plane to the pair-beam plane

ソフトウェアの機能について表2に示した構成に沿って簡単に説明する。

表示制御装置としてNEC社製PC100を用い、ソフトウェアはMS-DOS上で働く。パラメータの設定や表示方法の切替えはメニュー画面によりマウスを用い簡便に入力される。

初期設定では、図13に示した画面上で船の吃水、測定層厚、送信パルス幅、平均時間、対地速度基準（ドップラー、ロランC、GPSから選ぶ）等の

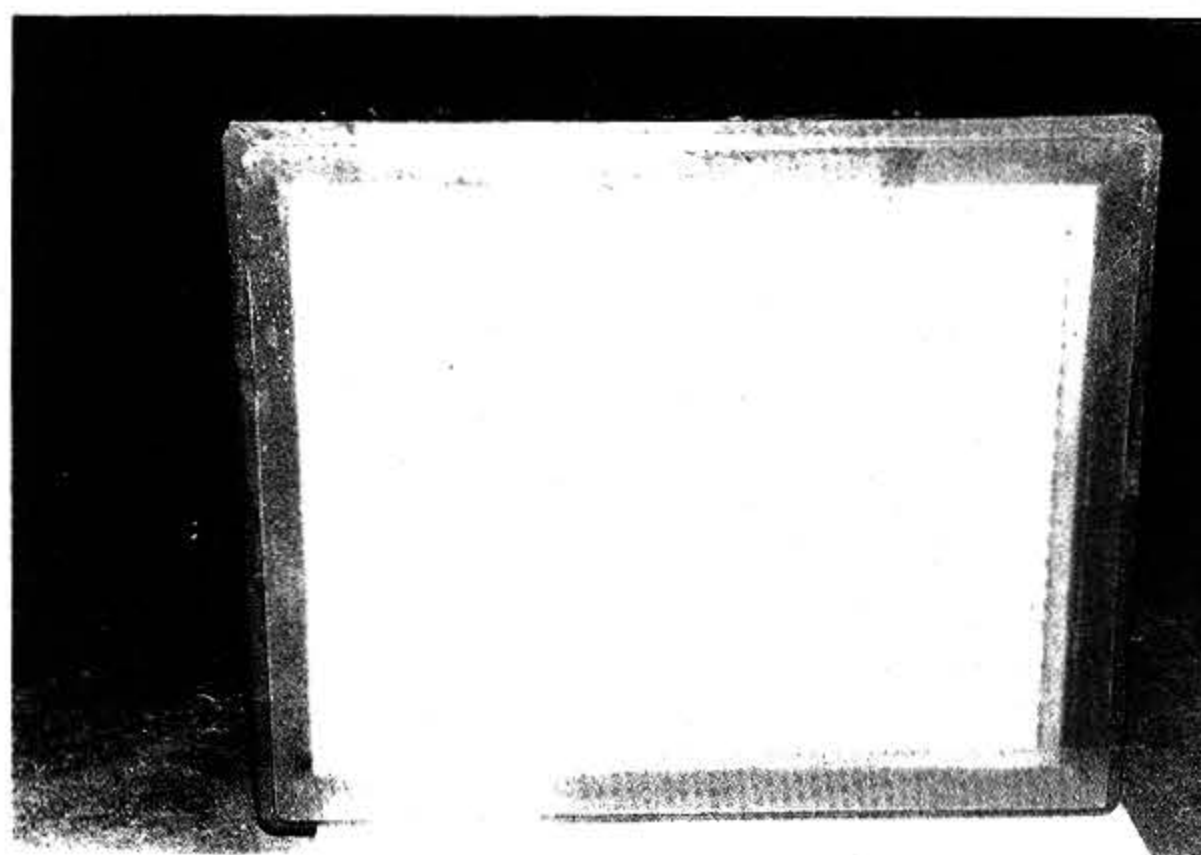
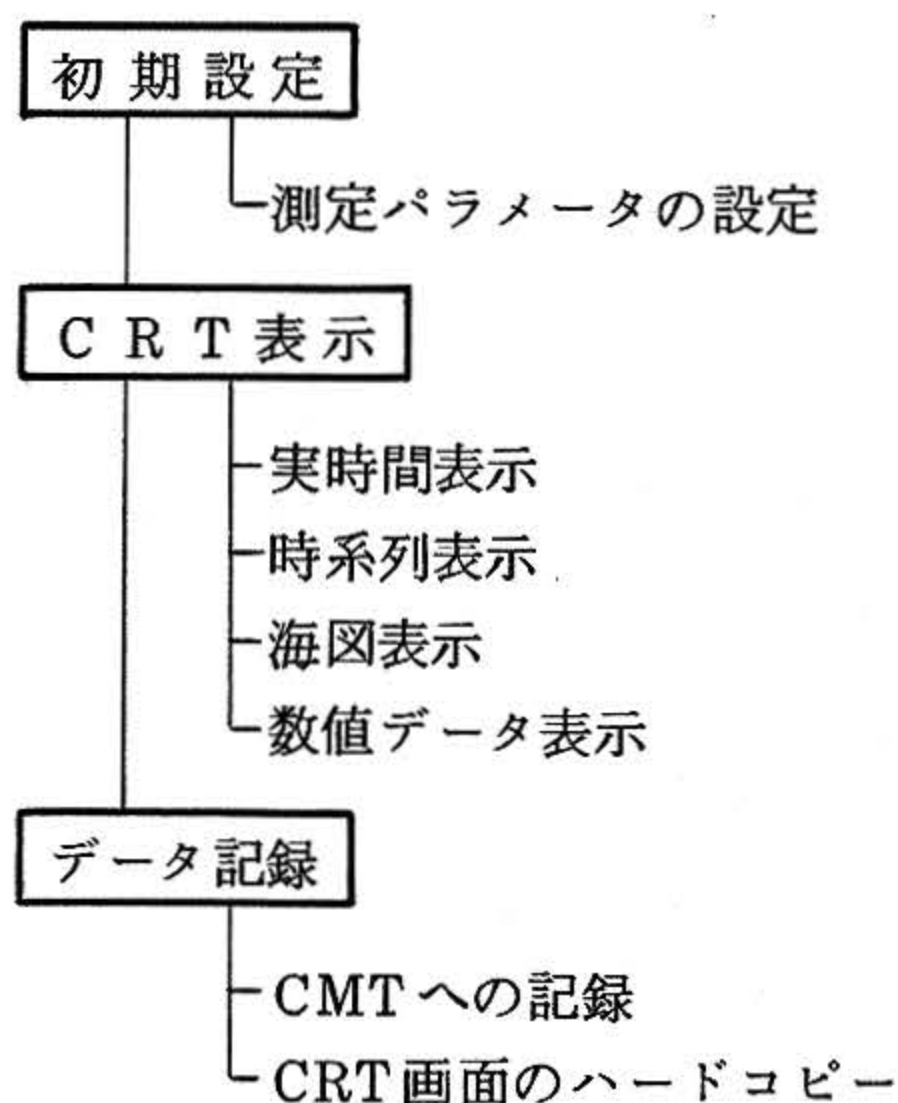


写真1 水中音響変換器の表面
Photo1 Square-shaped transducer module of ADCP seen from the surface

表2 リアルタイム・オペレーティング・ソフトウェアの機能

Table2 Real time operating software



測定パラメータを目的に応じ入力できる。

CRT表示はいくつかの種類のプログラムをもち、ユーザーの目的にあわせて選択できる。そのなかの実時間表示の例を図14、図15に示した。図14は流速の南北成分、東西成分、受信信号のスペクトルの幅を示す標準偏差、散乱強度の各鉛直プロファイルを示す。この他に、流速の南北、東西成分の代わりに流向・流速で描くこともできる。図15は32層の各流向・流速をベクトルで、また散乱強度の大きさを楕円の長軸で表したものである。時系列表示の例を図16に示した。流速の東西、南北成分の鉛直プロファイルを時間推移にともない横方向に並べ表示できる。海図表示は図17に示すように任意の縮尺で緯・経線を描き船の移動とともに任意の3層の速度ベクトルをプロットしていくものである。数値データ表示は測定値を数値でCRT上に表示するプログラムである。

次にデータ記録の方法について述べる。CMTには、信号処理部からGP-IBバス経由で送られる測定パラメータ、航海データ、計測データが、任意の時間間隔で記録できる。CMTには30秒毎に記録するとして約120時間記録できる。またCRT画面1画面は約20秒でハードコピー可能であり、測定時のモニターを長時間中断することなく記録ができる。

次 頁	メインメニュー	終
第一層水深	70.0 m	0
吃水	4.0 m	1
測定層厚	12.5 m	2
対水送信パルス幅	30.0 msec	3
速度平均時間 対地	45 sec	4
対水	45 sec	5
対地速度基準	ドプラ	6
手動対地速度 F/A	0.00 Kt	7
P/S	0.00 Kt	8
送受波器傾き補正 水平	0.0 °	9
垂直	0.0 °	.
全初期値保存	コピー	-

図13 測定パラメータのメニュー画面表示例
Fig.13 Menu display of the measuring parameters

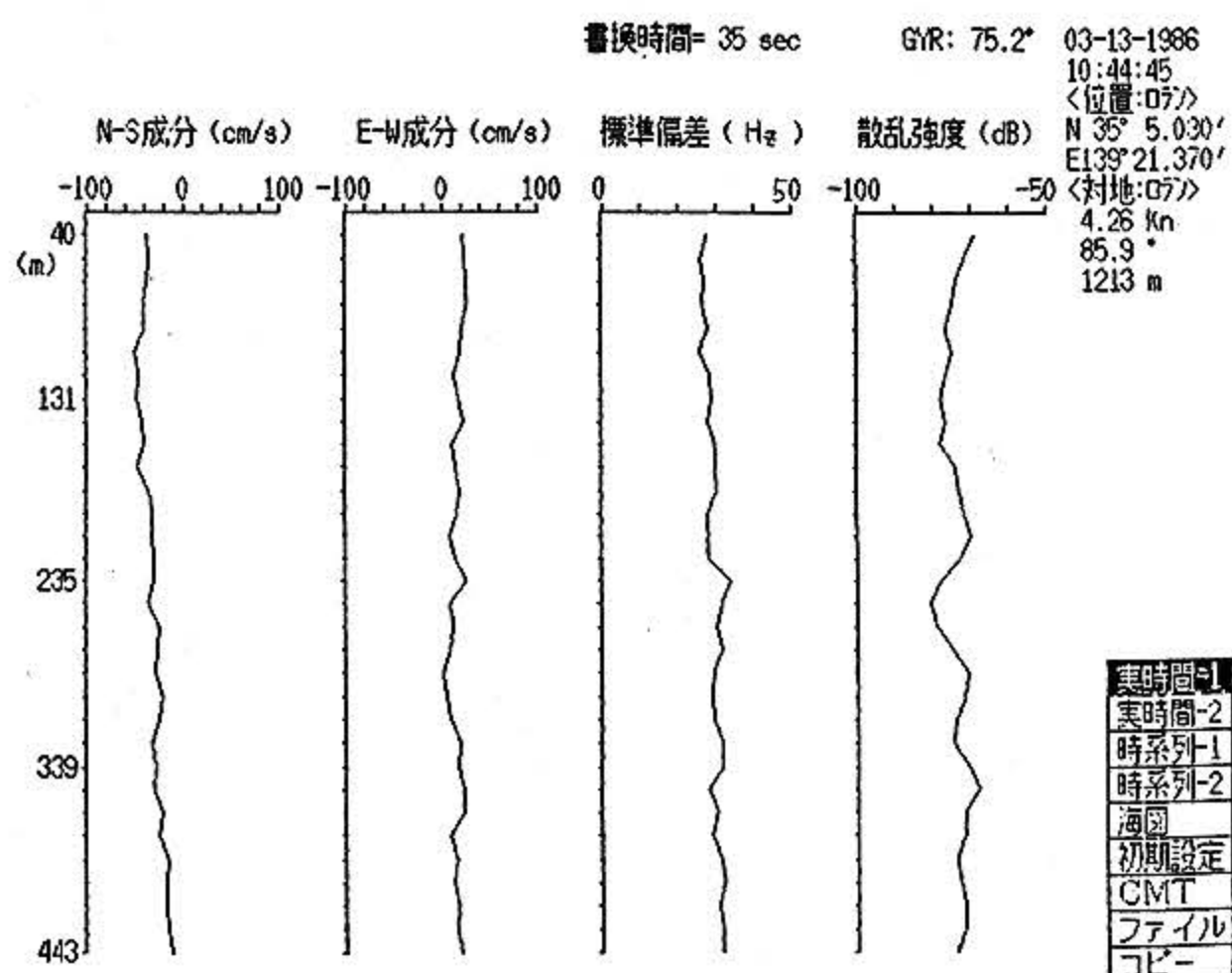


図 14 鉛直プロファイルの実時間表示例
Fig.14 Example of vertical profiles displayed in realtime operation

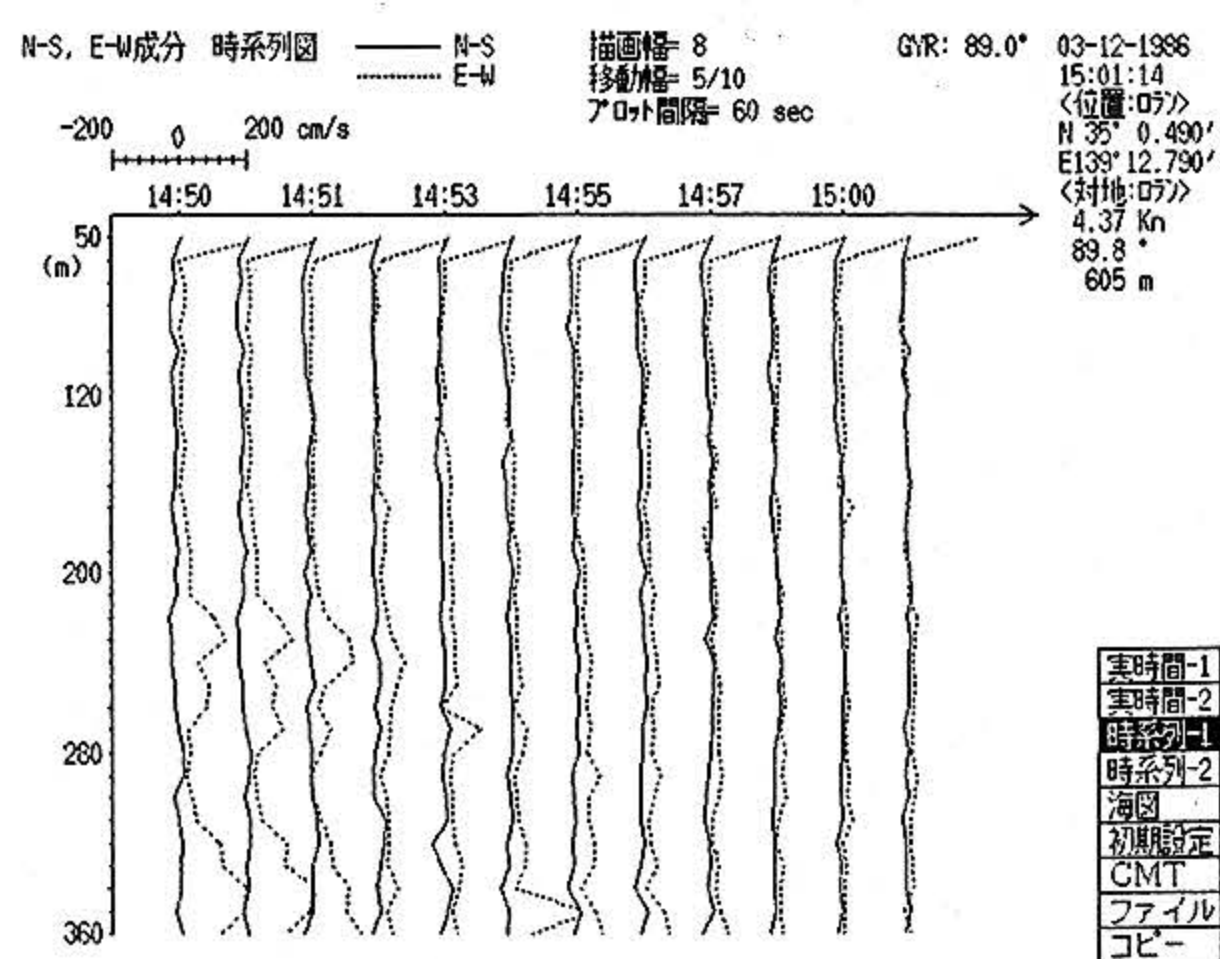


図 16 東西・南北の流速成分の時系列表示例
Fig.16 Example of the N-S and E-W velocity components in time series

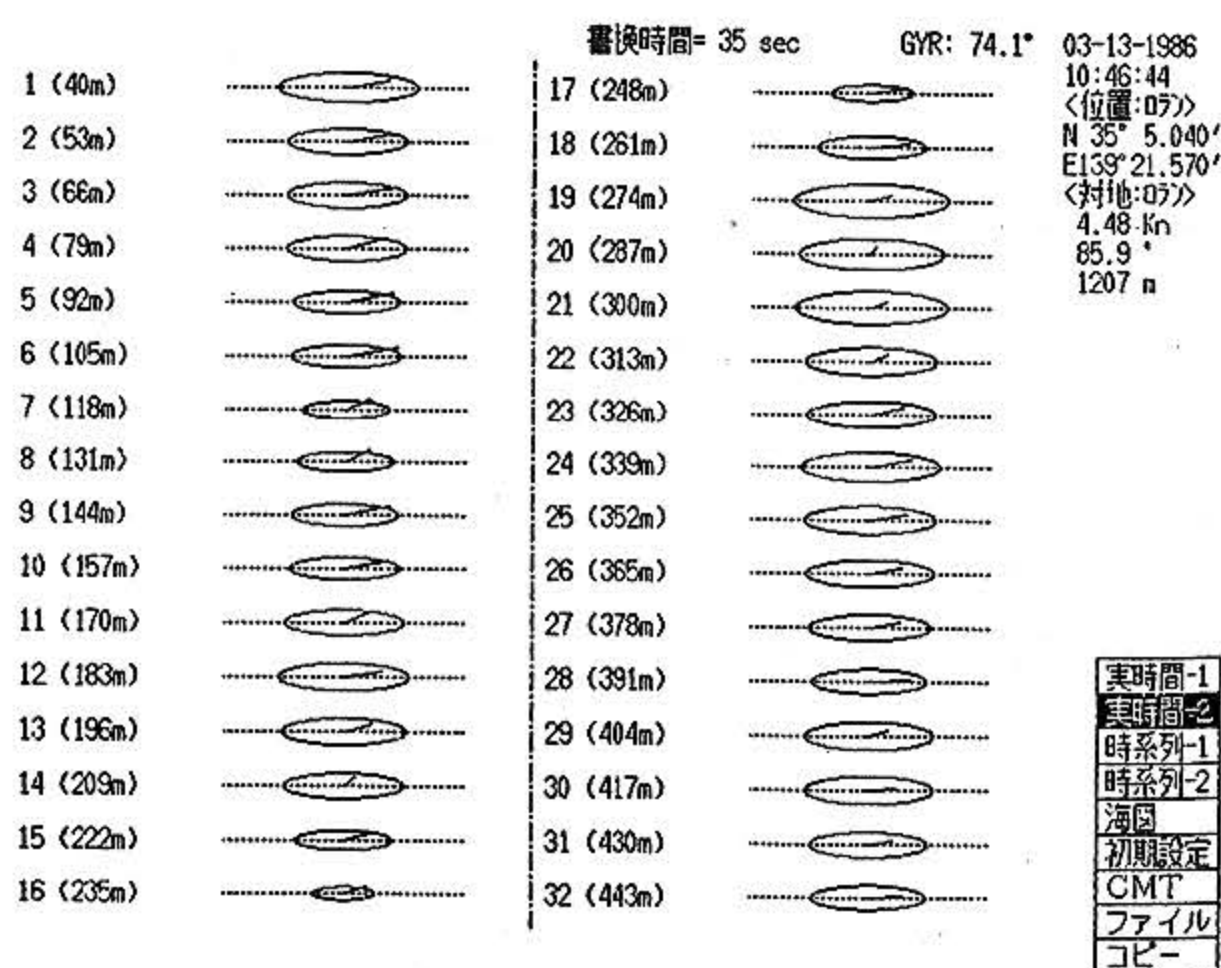


図 15 各層別の流向・流速・音響散乱強度の実時間表示例
Fig.15 Example of velocity vectors and scattering strength in 32 layers displayed in realtime operation

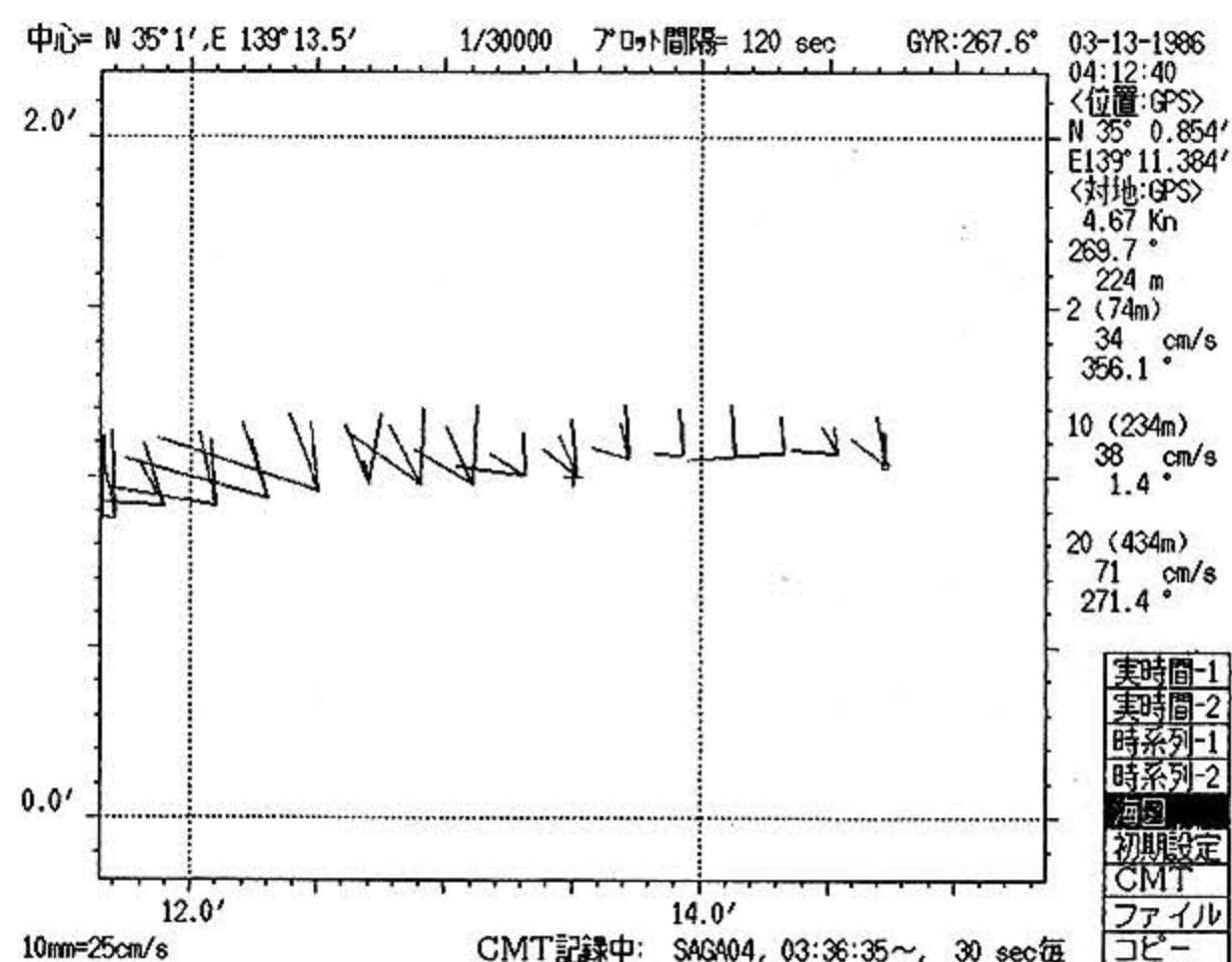


図 17 海図の船の移動点上に描かれた流速ベクトルの表示例
Fig.17 Current vectors in three selected layers at every ship positions

5. 海域実験の結果

送受信部の基本特性を調べるために1985年3月に、図18に示した相模湾内A、B、Cの海域において実験を行った。この結果について報告する。はじめにB海域での受信々号の出力を図19に示した。横軸は超音波パルスを発射してから受信するまでの時間であり深度に対応する。図19中深度1000m付近に海底反射と考えられる極めて強い信号がみられ、この送受波器系が水深1000mまで海底を検出しようことを示している。また、水中からの散乱信号の受信レベルをみると、-25dBの水中ノイズレベルに対して、深度500m付近でも10～15dBの余裕があることを示している。この散乱信号から、ドップラー偏移周波数を求めることは十分可能であり深度400mまでの流速測定に対してもこの送受波器が十分能力をもつものと考えられる。

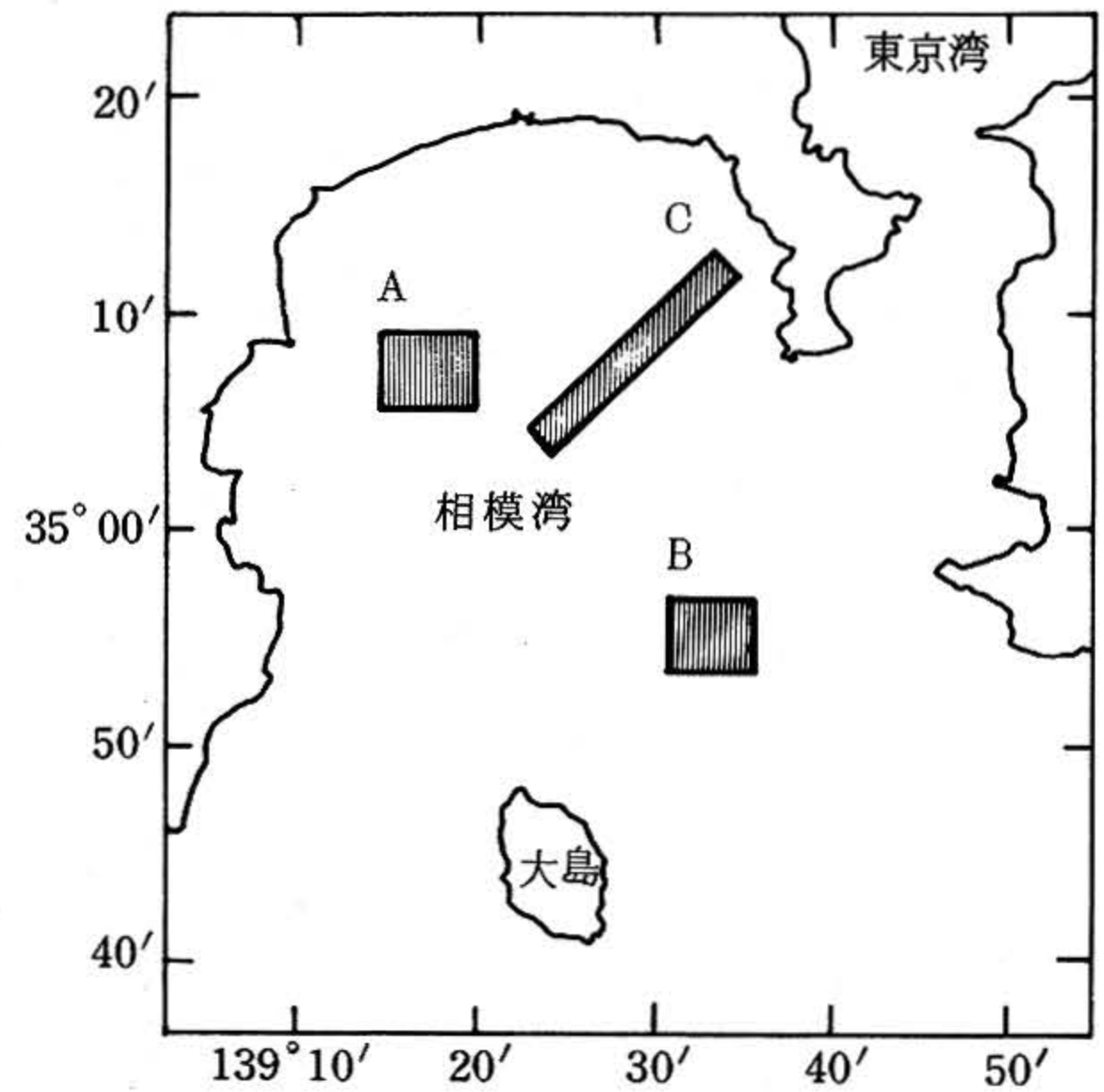


図18 実験海域図

Fig.18 Test area of the transducer

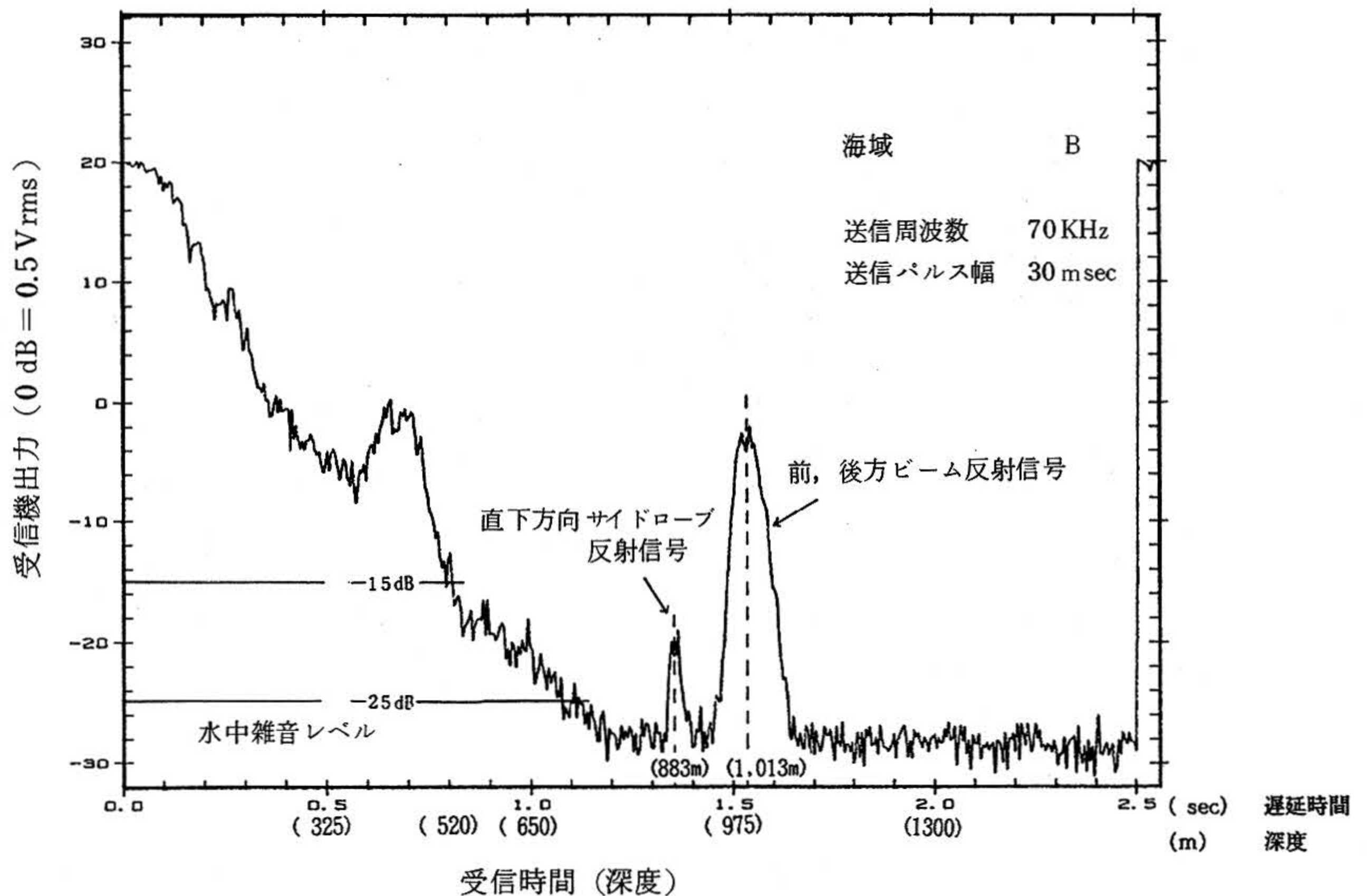


図19 送受波器系の海域試験における受信機出力, 1985年3月相模湾

Fig.19 Received signal level versus depth in the Sagami Bay

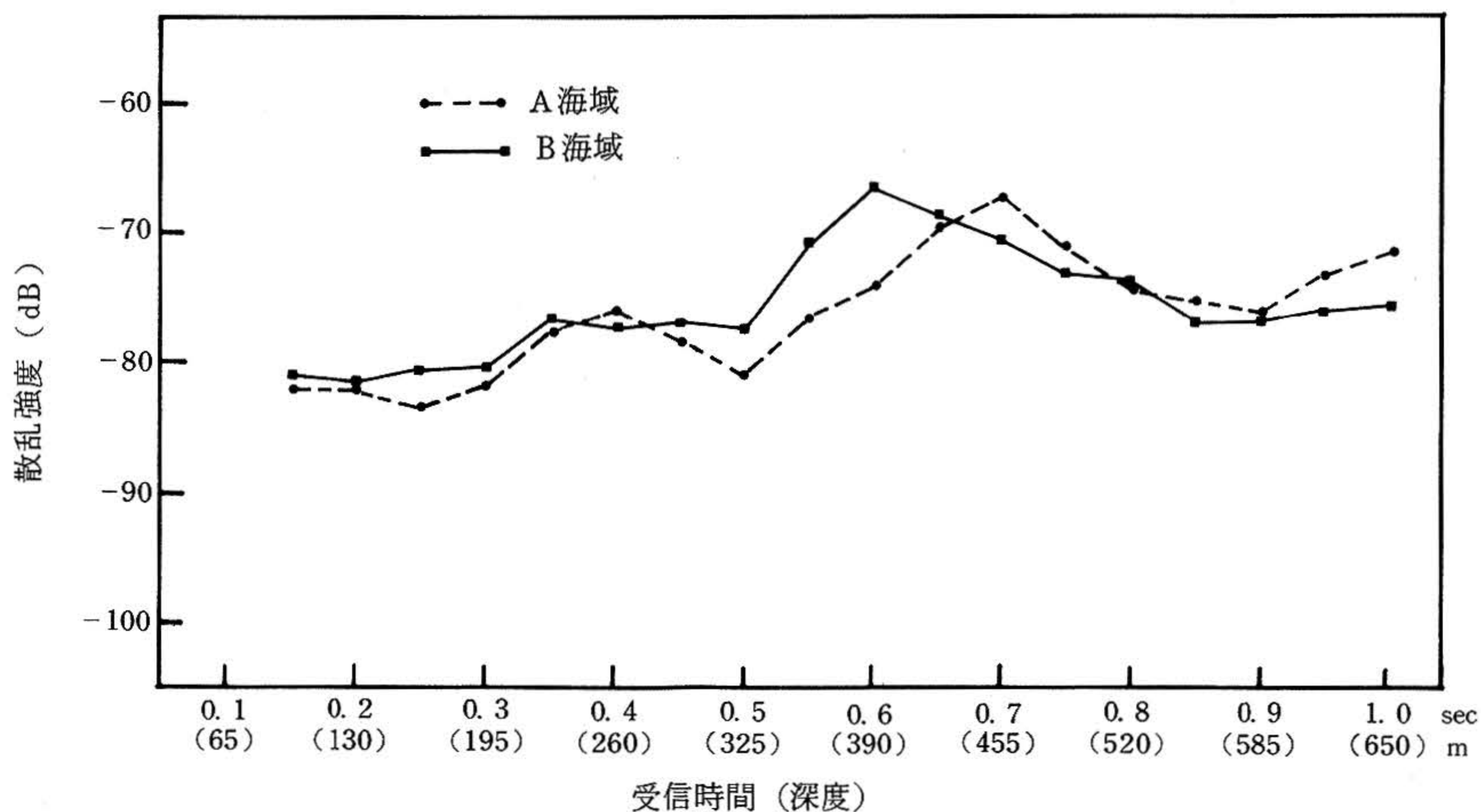


図 20 海域試験における散乱強度, 1985 年 3 月相模湾
 Fig.20 Scattering strength versus depth in the Sagami Bay

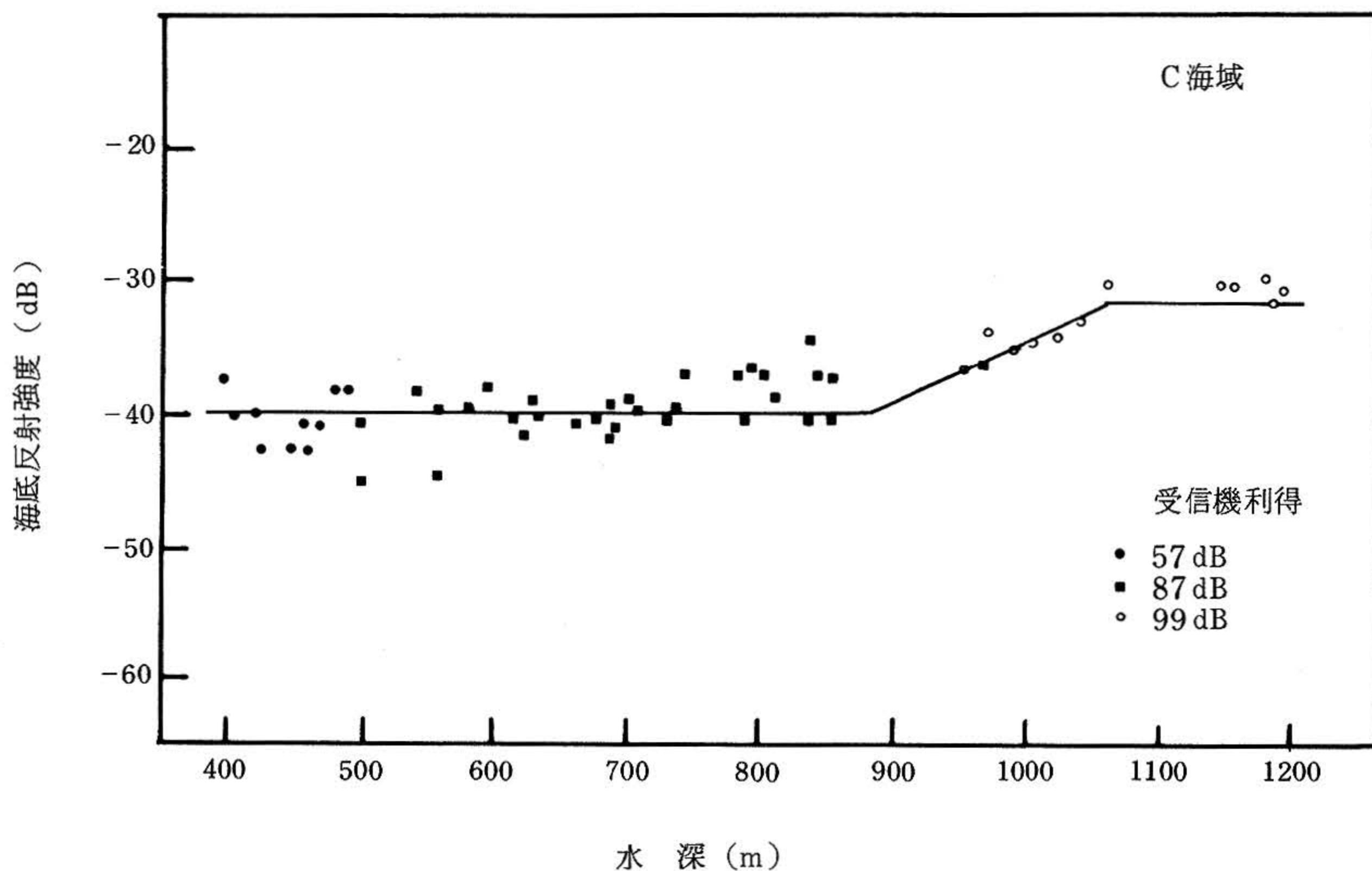


図 21 海域試験における海底反射強度, 1985 年 3 月相模湾
 Fig.21 Bottom scattering strength in the Sagami Bay

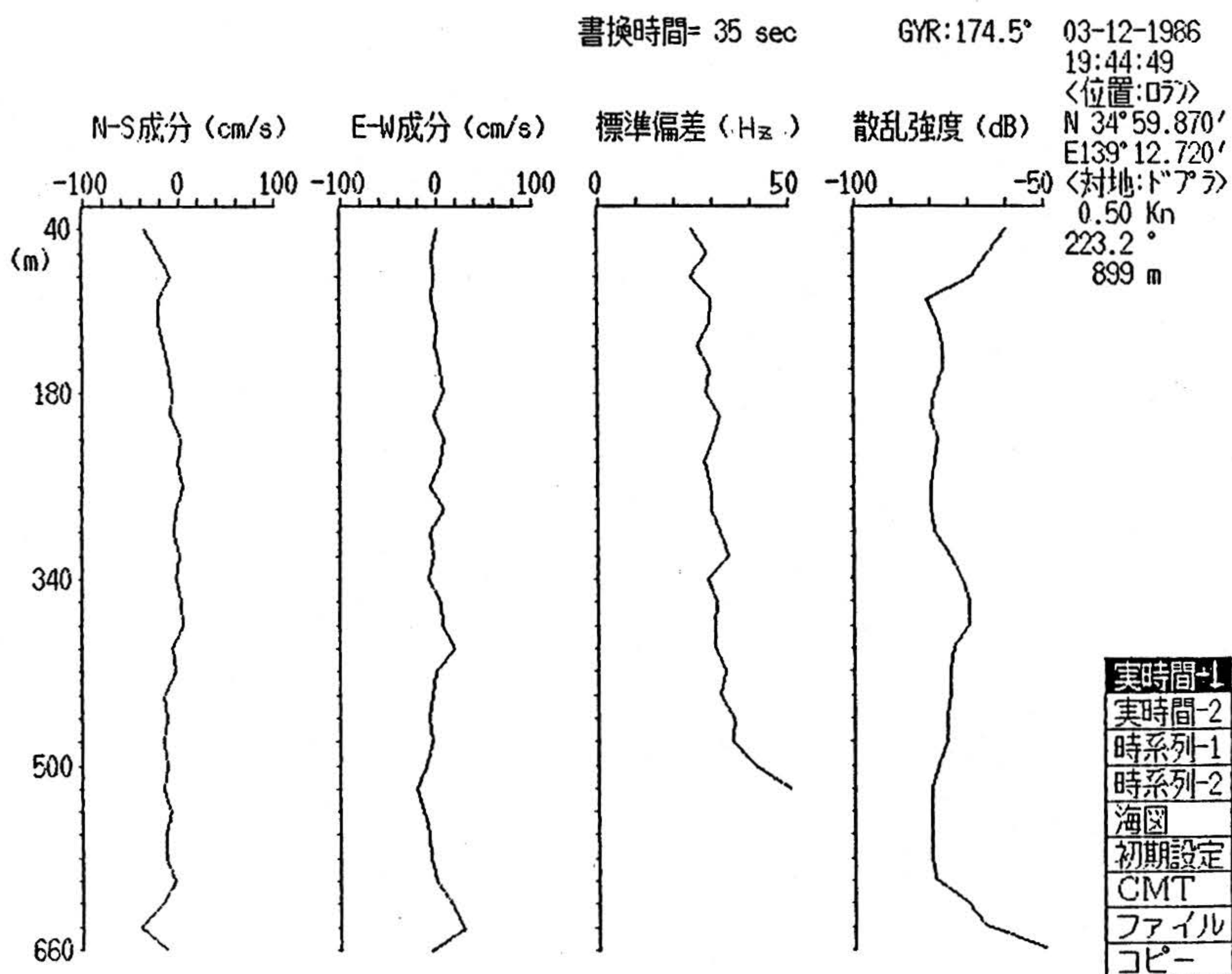


図22 測定データの鉛直プロファイル (CRT表示のハードコピー)
Fig.22 Measured vertical profiles of the water current

次にA, B海域で計測した散乱強度 (S_v) を図20に示した。散乱強度の値は -67 dB から -83 dB の間にあり平均で -77 dB の値を示し第3.2節で -80 dB と与えた値が妥当であることを示す。また, C海域で計測した海底反射強度を図21に示した。この図で水深900mまでは -40 dB 程度であり, これからも3.2節で与えた反射強度の値は妥当であると考えられる。

1986年3月にはこのADCPシステム全体の性能を確めるために同じく相模湾で海域試験を行った。写真2に送受波器部, 写真3および写真4に船上装置を示した。

写真5に航走測定中のCRT表示の例を示した。水深は1217mであり1000mを越えているので, ロランC航法装置から対地船速を得ている。この例では船の位置を2分毎に海図上に示すとともに,

任意に選んだ3層の流速ベクトルそれぞれの位置で描いている。図22に測定データの鉛直プロファイル表示のハードコピーを示した。その場の水深は899mで対地船速はADCP自身から得られている。図中の受信周波数の標準偏差をみると深度500mの近くで急激に値が増加しており, この深度で雑音信号に較べて海水からの散乱信号が小さくなったことが推定される。よってこの深度以深の流速データは信頼性が低いと考えられ, 逆にこの深度以浅のデータは信頼性が高いと考えられる。この実験においては, 実時間でデータ表示, CMT記録が可能であること, また, ロランC, GPS航法装置による船速基準の切り替え等の機能が正常に働くことを確認した。

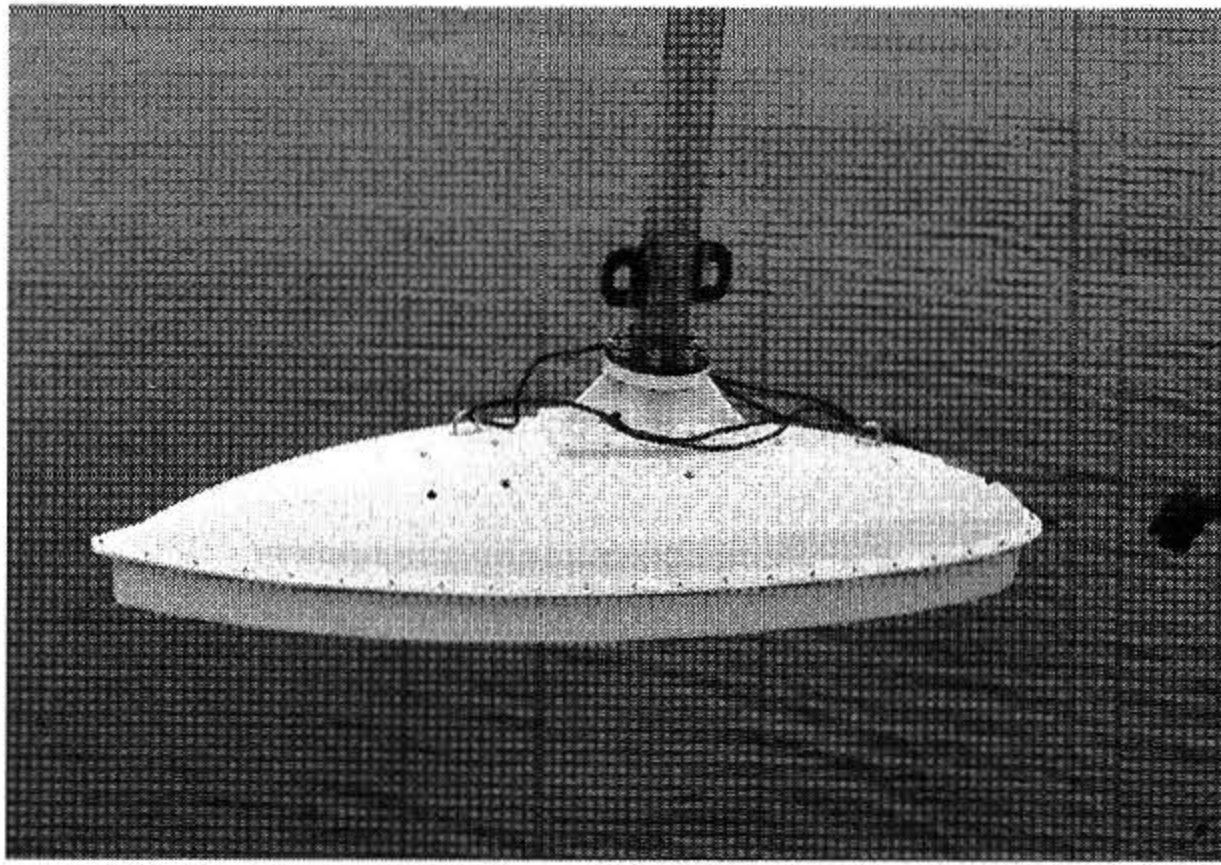


写真2 フィッシュ形の送受波器部
Photo2 Fish-shaped housing
containing two transducer
modules

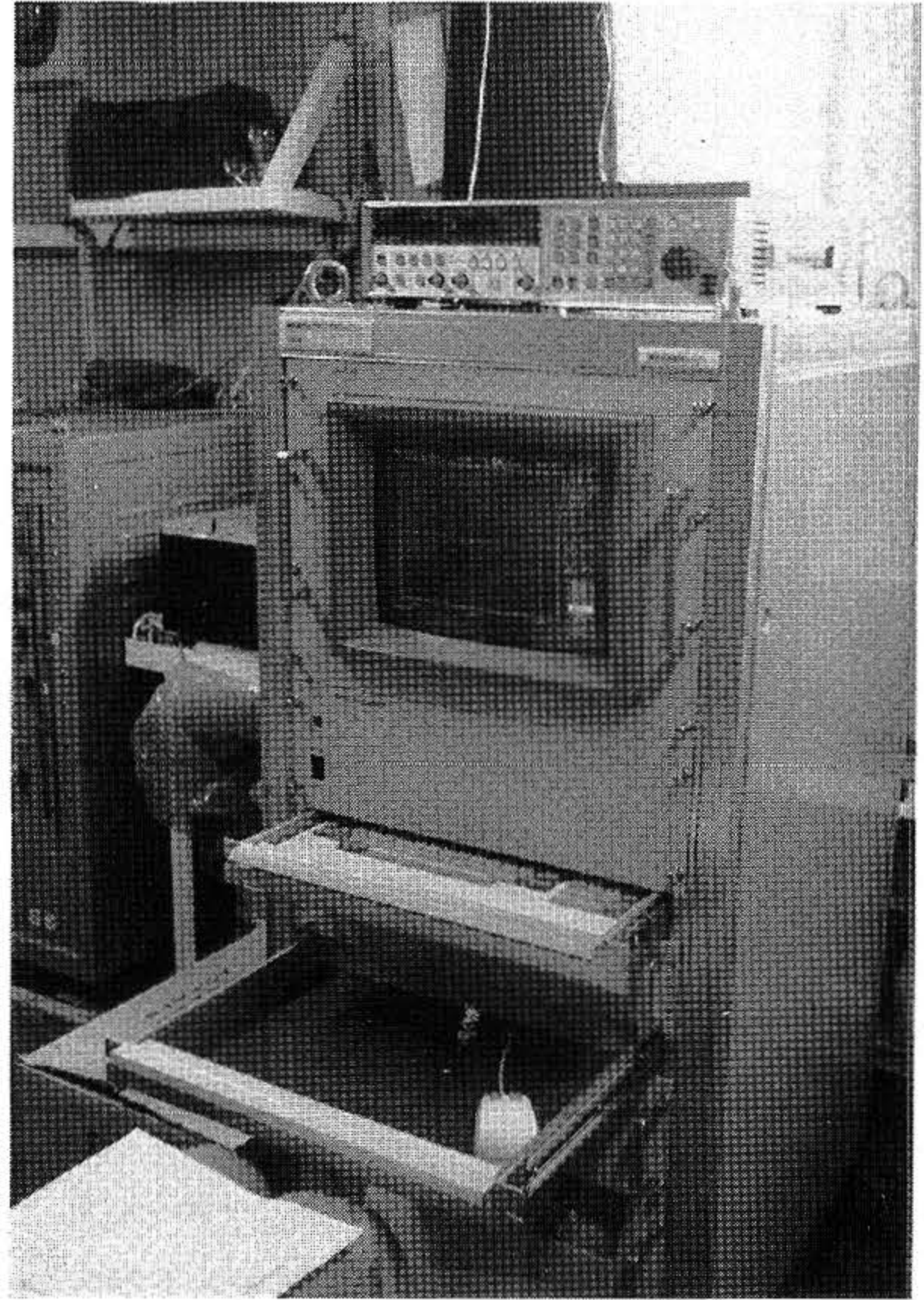


写真4 表示・制御部, データ記録部
Photo4 Display, control and
recording units

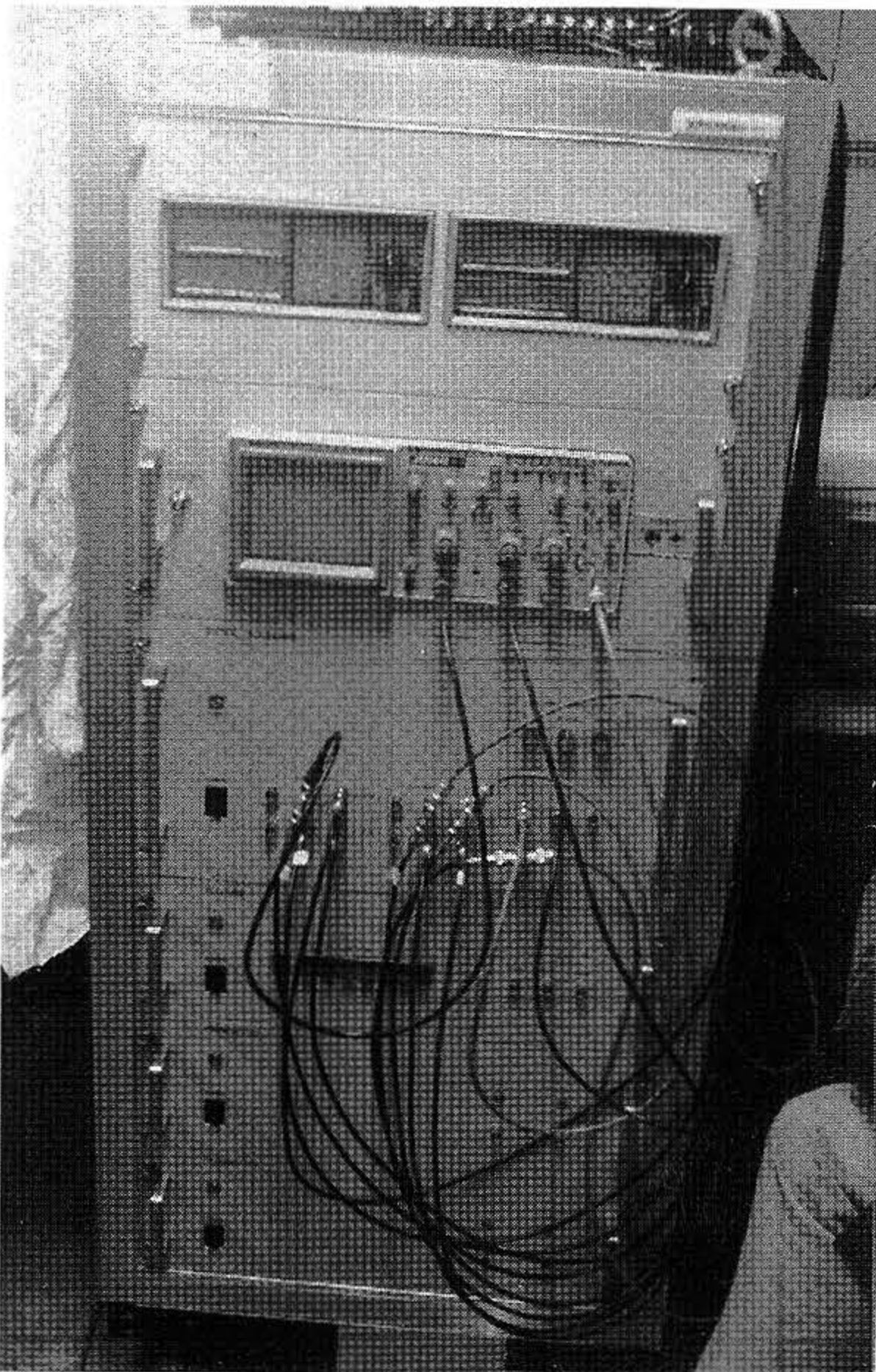


写真3 船位測定部, 信号処理部, 送受信部
Photo3 Ship navigation, signal processing
and transducer units

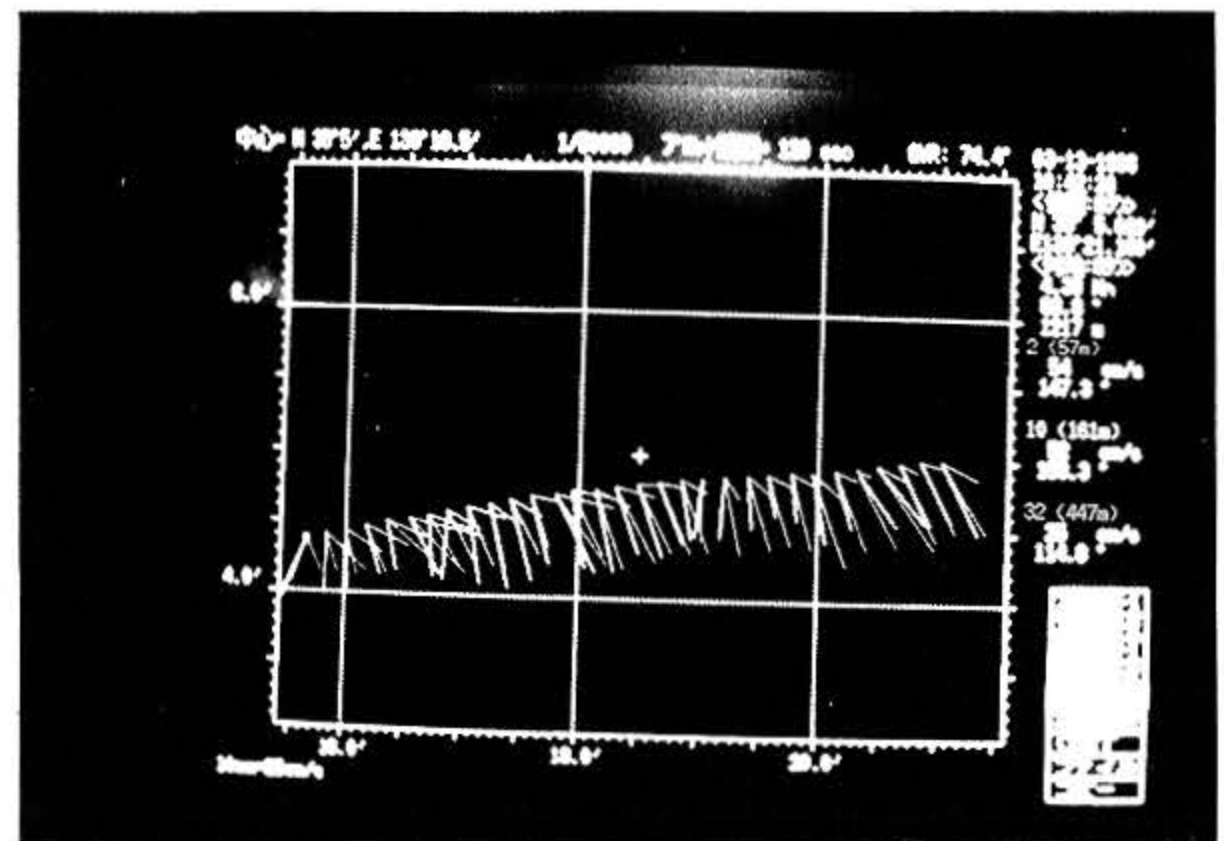


写真5 実時間での海図上への流速ベクトル表示
Photo5 Current vectors in three selected
layers at moved ship positions

6. おわりに

以上に記したように開発中の大深度用超音波ドップラー・プロファイラーは水槽試験および海域試験により基本設計基準を満足することが確かめられた。1987年3月には、係留式の流速計との流速比較実験を行ったがこの結果については、次の機会に報告する予定である。

最後に、このADCPの設計委員会の委員である東海大学楡井清教授、筑波大学高野健三教授、電子技術総合研究所三浦甫音響研究室長、海上保安庁水路部上野義三海洋調査官から、熱心な議論と貴重な助言をいただいたことに対してここに感謝の意を表します。また、超音波水槽を使った水中音響変換器の試験では当センターの土屋利雄、網谷泰孝氏のご協力、さらに、装置の製作に際しては日本無線研究所の榎藤雅彦、朝田好幸氏のご協力を得ました。ここに深く感謝の意を表します。

なお、本研究は科学技術庁の昭和58～60年度科学技術振興調整費による「我が国周辺200海里水域における新調査システムの開発に関する研究」の一環として実施されたものである。

参考文献

- 1) Rowe F.D. and J.W.Young, 1979.
An ocean current profiler using Doppler sonar, IEEE proceedings, Ocean 79,

292 - 297.

- 2) Joyce T.M., D.S.Bitterman.Jr and K.E.Prada, 1982. Shipboard acoustic profiling of upper ocean currents, Deep-sea Reserch, 29, 903 - 913.
- 3) Woodward W.E. and G.F.Appell, 1986. Current velocity measurements using acoustic Doppler backscatter : A review, IEEE, J.Oceanic Eng., OE - 11, 3-6.
- 4) 強い潮流域の海洋調査手法確立の研究報告書, 1983. 海料科学技術センター.
- 5) 奥野清則, 榎藤雅彦, 朝田好幸, 1984. 広域流速分布測定システム, 日本無線技報, 22, 32 - 36.
- 6) 石井春雄, 西田英男, 小杉英, 上野義三, 道田豊, 1986. ドップラー・ログを利用した流速測定, 水路部研究報告, 第21号, 135 - 150.
- 7) 黒田芳史, 原俊明, 辻義人, 美澄篤信, 甲斐源太郎, 1987. 1985年9月三陸, 常磐沖の流速および水温構造の観測, JAMSTECTR, 18, 1 - 11.

(原稿受理 1987年12月25日)