

マイクロ波散乱計による海上風の遠隔測定実験*

内藤玄一**徳田正幸**渡部 勲**

国立防災科学技術センター平塚支所

Remote Sensing Experiments of Ocean Winds Using the Microwave Scatterometer

By

G. Naito, M. Tokuda and I. Watabe

Hiratsuka Branch, National Research Center for Disaster Prevention

No. 9-2, Nijigahama, Hiratsuka, Kanagawa-ken 254

Abstract

A microwave scatterometer was developed to study the dependence of ocean wind velocity to the back scattering coefficient of the sea surface. This sensor is a pulse radar and is operated at 16.0 GHz that is considered to be suitable for remote sensing of wind over the ocean. During the measurement the scatterometer radiates a pencil beam with a half power beam width of 1.8 degrees to the rough surface. The polarization of antenna can be changed to the either vertical or horizontal direction. The received pulse is processed in the signal processor and finally turns into the output voltage corresponding to the back scatter on the ocean.

In the present experiments the scatterometer is set on the radar tower in the institute near the seashore, so the radar beam is radiated at the fixed angle of incidence, that is, 88 degrees, and the experimental area of ocean is near the shore.

Back scatters were measured over a range of wind speed from 5 m/s to 15 m/s. For the vertical and horizontal polarizations the scattering coefficients are presented as a function of radar azimuth angle and wind velocity. The pattern of the scattering coefficient on the radar azimuth variation can be obtained for many cases of surface conditions. But the peak of azimuth curve is slightly deviated from the wind direction measured directly by an anemometer, and it is considered to be the reason that the ocean wave direction does not always coincide with the wind direction near the shore.

The power-law relationship is obtained between the observed wind speed and

* この研究は、海洋開発促進費「海洋遠隔探査技術の開発研究—波浪・長周期波等に関する研究—」の一環として行われたものである。

**沿岸防災第2研究室

the upwind values of scattering coefficients, and the present results are compared with that of AAFE RADSCAT of NASA in order to discuss about the characteristics of the scatter at the large incidence angle.

1. ま え が き

沿岸災害をひきおこす要因として、高波・高潮・強風等が上げられるが、これらの災害を予知するためには沿岸を含めた広域的海洋上で海面及び海面近傍の現象を短時間に把握することが重要である。従来行われてきた観測手段では特定の場所からのみ情報を得るいわゆる点観測に頼らざるを得なかったが、人工衛星や航空機を用いたリモートセンシング技術を採用すれば広い海洋上で同時に海面情報を取得できる面観測へと発展する。

海上風の測定にリモートセンシング法を用いることは、波浪に伴う各種の沿岸災害を予知する上に飛躍的に多くの知識を得ることが期待される。今回海洋上の風向風速をリモートセンシングする測器としてマイクロ波散乱計を設計試作し、当センター平塚支所内に建設したレーダ収納塔に設置して性能テスト及び測風実験を行った。測定条件は水平に近い入射角をもつレーダビームを発射して行う特殊な場合であり、この状態における海面での電波の散乱に関してはあまり性質が明らかにされていない。採集した散乱計からのデータは、海上観測塔で求めた実測風と照合し解析を進めた。

2. 歴史的過程

本装置はマイクロ波帯の電波を発射し、目標とする風浪に覆われた海面からの後方散乱電波を受信し、信号処理をすることにより受信電力に対応した出力電圧を外部に送り出すことができるものである。この出力電圧は海面の散乱係数すなわち規格化後方散乱断面積によって変化する。散乱係数は海面の粗度や波向によって支配されるので、それらと強い相関をもつ風向風速が散乱計の出力から決定できる。

海面でのレーダ波による散乱はシー・クラッター (sea clutter) として古くから知られているが、この信号はレーダの目的外の受信信号であるためノイズとして扱われ除去する技術が研究されてきた。レーダで海上風を測定することを実用化するためにシー・クラッターの研究が盛んになったのは新しく、レーダ散乱計が人工衛星に搭載を目的として米国で開発されたして約10年になる。

海面における電波の散乱に関する初期の実験の代表的なものとして Crombie (1955) と Grant and Yaplee (1957) がある。Crombie (1955) は 13.56MHz の周波数をもつレーダ波の海面における散乱電波を測定してドップラースペクトルを求めたところ、0.38Hz のところにきわめて鋭いピークを発見した。この解釈を進行してくる波浪の或る波長成分の波によるブラッグ散乱であるとした。センチメートル波長からミリメートル波長の電波を使って水面での散乱係数について広く実験を行った Grant and Yaplee (1957) は 0 から 12.9m/s まで

の風速でレーダビームの入射角を変えて散乱特性を得ている。彼らの実験によって散乱計の基本的な性質は大体示された。

散乱計の航空機搭載実験は米国の Naval Research Laboratory (NRL) で、1960年代中頃から始められ (Daley *et al.*, 1968, 1971, 1973), 後に NASA の人達も行っている (Krishen, 1971; Jones *et al.*, 1977, 他)。NASA は、またマイクロ波散乱計をスカイラブに搭載して初めて人工衛星からの海上風測定実験を行った。散乱計は後に海洋衛星 SEASAT-1 にも搭載され (1978年), 本格的な海上風の広域分布を求める段階に至ったが、我が国では基礎研究の端緒についたばかりである。

室内実験は野外における実用化の方向と併行して風洞水槽で行われ、電磁波と水面との相互干渉やブラッグ散乱について、種々の角度から研究が進められている (Wright, 1966; Duncan *et al.*, 1974, 他)。

散乱計による海上風の測定を精度よく行うためには、海面の波浪状況、大気境界層における風速変動の特性および、これらの内の相関を充分解明する必要がある。今日まで散乱計の開発研究は主として、電波学専門家の手に委ねられてきたけれども大気と海面の相互作用を理解する方向からの研究が今後更に不可欠となろう。

なお、マイクロ波散乱計についての理論及び実験結果は、NASA で集大成された報告書 NASA-SP-376 (Matthews 編, 1975) に収められている。

3. マイクロ波の後方散乱係数とレーダ方程式

風浪のため粗な (rough) 海面における電磁波の散乱現象はレーダビームの入射角, 方位角をパラメータとして解析される。今まで半経験的に導出された電波の散乱係数を与える式を次に示す。水面 (x, y) において、2次元波浪の傾きを (s_x, s_y) とすると、入射角 θ で照射される海面の散乱係数は、

$$\sigma^0(\theta) = \pi \sec^4 \theta P(s_x s_y) |R(0)|^2 \quad (1)$$

で表わされる。 $P(s_x, s_y)$ は、入射角 θ で波浪のある水面を見た時の、波浪の傾き (s_x, s_y) の結合確率密度関数である。 $R(0)$ は垂直入射時のフレネル反射係数を表わす。上式は散乱係数 σ^0 が電波の波長と偏波に独立である表現をとっている。

入射角 θ が小さく水面に垂直に近い方向でレーダビームを発射するとき、波向が存在するため非一様な粗面での散乱係数の導出は容易でない。風浪の傾きがガウス分布で近似できるならば、Valenzuela (1978) によると散乱係数は、

$$\sigma^0(\theta) = \frac{|R(0)|^2}{2s_u s_c} \sec^4 \theta \exp \{-\tan^2 \theta / 2s_u^2\} \quad (2)$$

で与えることができる。ここで s_u^2, s_c^2 は海洋上で風向と波向が一致していることを前提とした場合の向風方向と、それに直角な方向の傾きの2乗平均値である。

入射角が大きいとき、半経験的に散乱係数が表現される (Wright, 1968). また、風浪のうちで波長の短い capillary-gravity wave からの散乱はレーダビームの偏波により異ってくる。

$$\sigma_{ij}^0(\theta) = k_1 U^{k_2} |\alpha_{ij}| \cos^4\theta (\operatorname{cosec}\theta)^{k_3} \quad (3)$$

ここで U は平均風速を表わし、 i は送信偏波、 j は受信偏波を示す添字で、垂直偏波及び水平偏波をそれぞれ V , H で表わす。 α_{ij} は次式で定義される。

$$\alpha_{VV} = \frac{(\varepsilon - 1) \{(\varepsilon - 1) \sin^2\theta + \varepsilon\}}{(\varepsilon \cos\theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2\theta})^2} \quad (4)$$

$$\alpha_{HH} = \frac{\varepsilon - 1}{(\cos\theta + \sqrt{\varepsilon - \sin^2\theta})^2} \quad (5)$$

$$\alpha_{VH} = \alpha_{HV} = 0$$

ε は、水面の複素誘電率である。上式では散乱係数は海面に存在するスリック (slick) や油膜によって変わることが表現されている。

k_1 , k_2 , k_3 は定数であり実験から決められる。(3) を簡略化すると、

$$\alpha_{ij}^0(\theta) = k_1 U^{k_2} |\alpha_{ij}|^2 (\cot\theta)^{k_3} \quad (6)$$

と表現できる。(4), (5) から入射角が大きくなると偏波の違いによる散乱係数の差も大きくなることが知られる。

入射角が小さく準鏡面反射の場合及び入射角が大きい場合の双方について(2)ないし(6)で一応散乱係数が与えられるが、海洋上の実験で得られた結果はバラッキが大きく、散乱理論によって良く説明できない。このことは、海面での波浪等の現象と照し合わせて(2), (6)が充分議論を尽されたものでないと考えられる。便宜上レーダによる散乱実験のデータを解析する際(6)をもとに、実験式の形は次のように表わされる (Guinard *et al.*, 1971).

$$\alpha^0 = aU^\lambda \quad (7)$$

a , λ は入射角 θ 等によって変わる。通常(7)をデシベル表示で用いる。

$$\sigma(\text{dB}) = a(\text{dB}) + \lambda(10 \log_{10} U) \quad (8)$$

レーダビームを測定対象海面に発射して得られる散乱電波の受信電力 P_R は、次のレーダ方程式で与えられる。

$$P_R = \frac{P_T \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma^0 \cdot A}{(4\pi)^3 \cdot R_c^4 \cdot 10^{0.2\alpha \cdot R_c}} \quad (9)$$

但し、 P_T は送信尖頭出力、 G は空中線利得、 λ はレーダ波長、 A は空中線ビーム幅および送信パルス幅が作る面積、 R_c は対象海面 (目標) までの距離、 α は伝搬損失定数、 L は伝送線路系損失である。実用上(9)を dB 表示すると散乱係数 σ^0 はレーダ設計・製作時の仕様諸元から求められる定数を代入して次の形になる。

$$\sigma^0(\text{dB}) = P_R(\text{dB}) - A(\text{dB}) + 4R_c(\text{dB}) - 2\alpha \cdot R_c + \beta \quad (10)$$

但し、 β は製作された散乱計に固有する定数である。

大気中の電波伝播が雨等によってうける減衰量について、Hall (1956) の研究があり、 α の値はそれに基づいて与える。

4. マイクロ波散乱計

マイクロ波散乱計は当センター平塚支所陸上施設及び汀線から 1km 南方沖合にある観測塔において実験を行うために設計製作された。海上観測塔は平均水面から上部観測室屋上まで 20.0m あり、この屋上にアンテナを設置する。また陸上構内でも海上観測塔とほぼ同一高度にアンテナを取付けて実験を行うために、マイクロ波散乱計収納塔を建設した(写真 1)。

構内地面の水準は平均海面より 7.4m あるので、収納塔自体の高さを 12.0m とし、架台の上に設置されたアンテナの中心(ホーン)の高さは最終的には海面から 20.8m となった。収納塔上部に観測室を設けて、散乱計の空中線関係を除いた部分を置きデータ収集に供するとともに各種の性能検査等を行う(写真 2)。陸上収納塔から海岸の汀線まで約 160m あるためレーダビームが照射される目標(観測海面)に対する入射角は大きく、 87° 以上となる。

散乱計を設計製作する場合最も重要な要素は、送信周波数である。風によって発生発達する波浪状況をリモートセンシング情報として得るのであるから使用する最適周波数の範囲は限られる。水面の重力波のうち最も小さい波長は 1.73cm であり、これより小さい波では表面張力が卓越する。風速の鉛直分布を決定する海面の粗度は波長数 10cm 以下の一群の重力波によって構成されると考えられる(Kondo *et al.*, 1973)。そのため風速に最も強い相関をもつ波浪からの散乱電波を受信するためには、これら重力波群での散乱条件が適している送

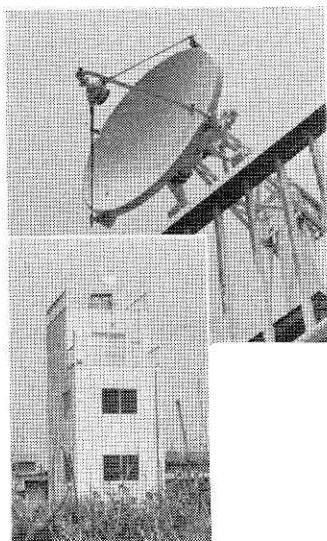


写真 1 マイクロ波散乱計収納塔とアンテナ
Photo. 1 Radar tower and antenna.

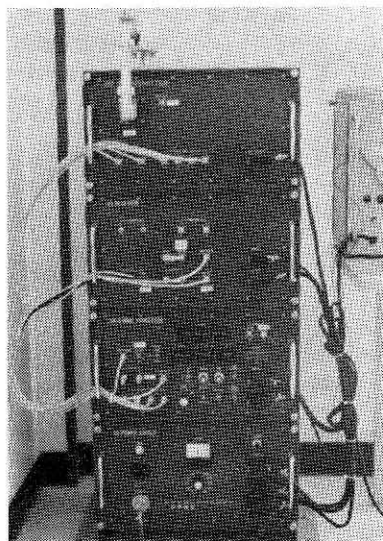


写真 2 観測室内の送受信部、信号処理部及び電源部
Photo. 2 Transmitter, receiver, signal processor and power supply in the observation room.

信周波数を選ぶ必要がある。従って重力波の最小波長 1.73cm 近傍の波長をもつ電波を選ばなければならない。今回採用した電波は K_u バンドのマイクロ波で、送信周波数は 16.0GHz_z (波長 1.875cm) であり、最小重力波長より少し大きい。

本装置はパルスレーダ方式をとり、距離分解能は送受信の時間差にレンジゲートをかけて決定される。製作したマイクロ波散乱計の主要な仕様諸元及び性能を表1に表わす。本装置の主な構成部分は空中線（アンテナ）装置、送信装置、受信装置、信号処理装置及び低電圧

表1 マイクロ波散乱計主要性能
Table 1 Specifications of microwave scatterometer

1. 総合性能	
(1) 入射角範囲	25°~88°
(2) 設置高度	約20m
(3) 総合雑音指数	6.4 dB
(4) 最小受信感度	-110dBm
(5) 測定距離範囲	20~900m
(6) 偏波	直線偏波（水平または垂直）
2. 空中線装置	
(1) 方式	フロントフィードパラボラアンテナ
(2) 利得	37 dB 以上
(3) ヒーム半値幅	1.8°
(4) サイドロープレベル	-22 dB 以下
(5) 偏波	直線偏波（水平または垂直）
(6) V S W R	1.06以下
(7) アンテナ直径	750mm
3. 送信装置	
(1) 方式	増幅過倍方式
(2) 帯域	±100MHz 以上
(3) 送信尖頭電力	Hモードの時 50mW Lモードの時 5mW
(4) 送信周波数	16.0GHz _z (±50MHz _z 以内)
(5) 送信パルス幅	Sモードの時 30nS Mモードの時 100nS Lモードの時 1000nS
(6) パルス繰返し周波数	1KHz
4. 受信装置	
(1) 方式	フルコヒーレントシステムによる位相検波方式
(2) 中間周波数	160MHz _z (±10% 以内)
(3) 帯域	パルス幅が Sモードの時 51MHz _z Mモードの時 15MHz _z Lモードの時 2.6MHz _z
(4) ダイナミックレンジ	40dB
(5) 直線性	±1dB 以内
5. 信号処理装置	
(1) 方式	デジタル方式
(2) 入力	バイポーラビデオ I および Q
(3) A/D変換器ビット数	10ビット
(4) 出力	出力データビット数 8ビットおよびアナログ出力

電源装置からなり、各部は独立してケーブルで入出力等が接続されている。また後者の4装置は、写真2のように積み重ねが出来る。更に小型軽量化を目指し、可搬型にした。表2に重量と寸法を記す。表中の空中線装置の重量は取付架台を含み、アンテナ本体の部分は15.0kgであり、分離できる。全体概略系統図を図1に示す。各構成部分の概要と特徴を以下に別記する。

表 2 重量及び寸法
Table 2 Weights and dimensions.

装置名	寸法 (mm)			重量 (kg)
	幅	高さ	奥行	
空中線装置	750	1063	1445	58.7
送信装置	476	266	351	13.3
受信装置	476	266	351	16.0
信号処理装置	476	266	451	14.7
低電圧電源装置	476	266	351	27.0

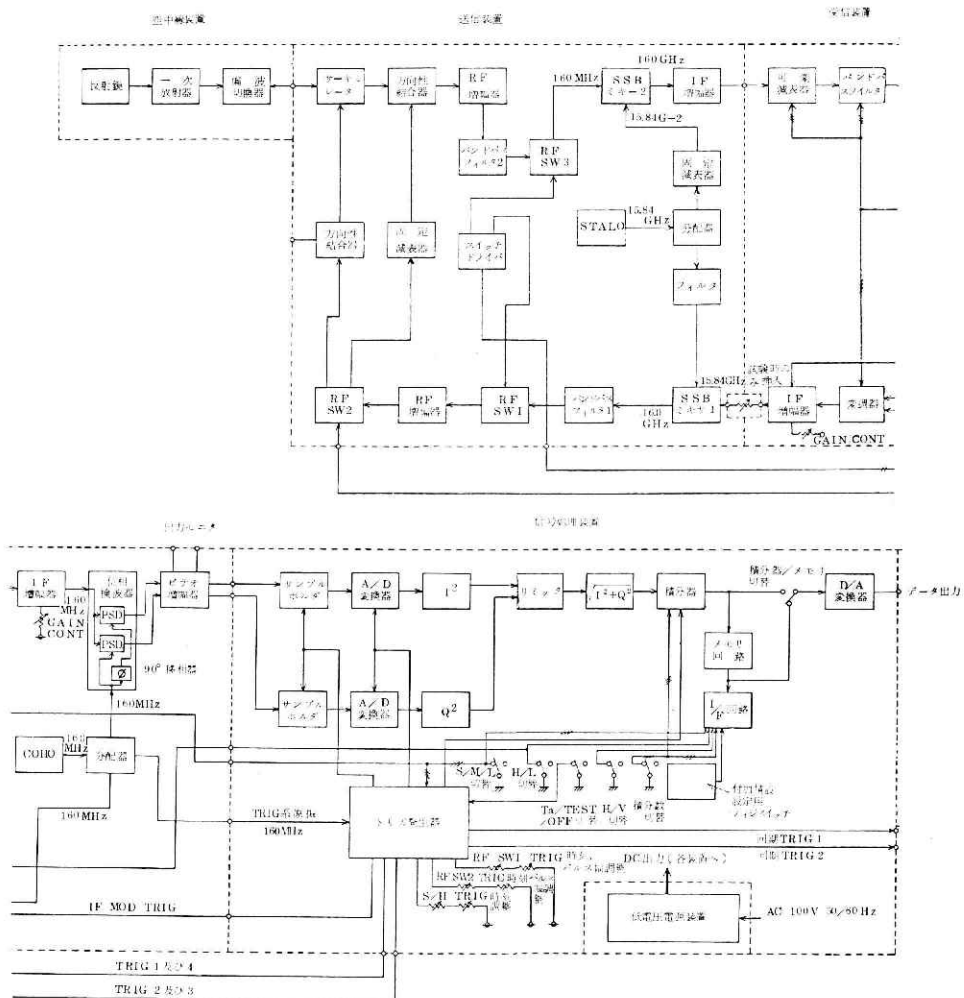


図 1 マイクロ波散乱計全体概略系統図

STALO: 安定化発信器, COHO: コヒーレント発振器, RF: 無線周波数, IF: 中間周波数, I/F: インターフェイス, SW: スイッチ, TRIG: トリガ。

Fig. 1 Block diagram of the microwave scatterometer.

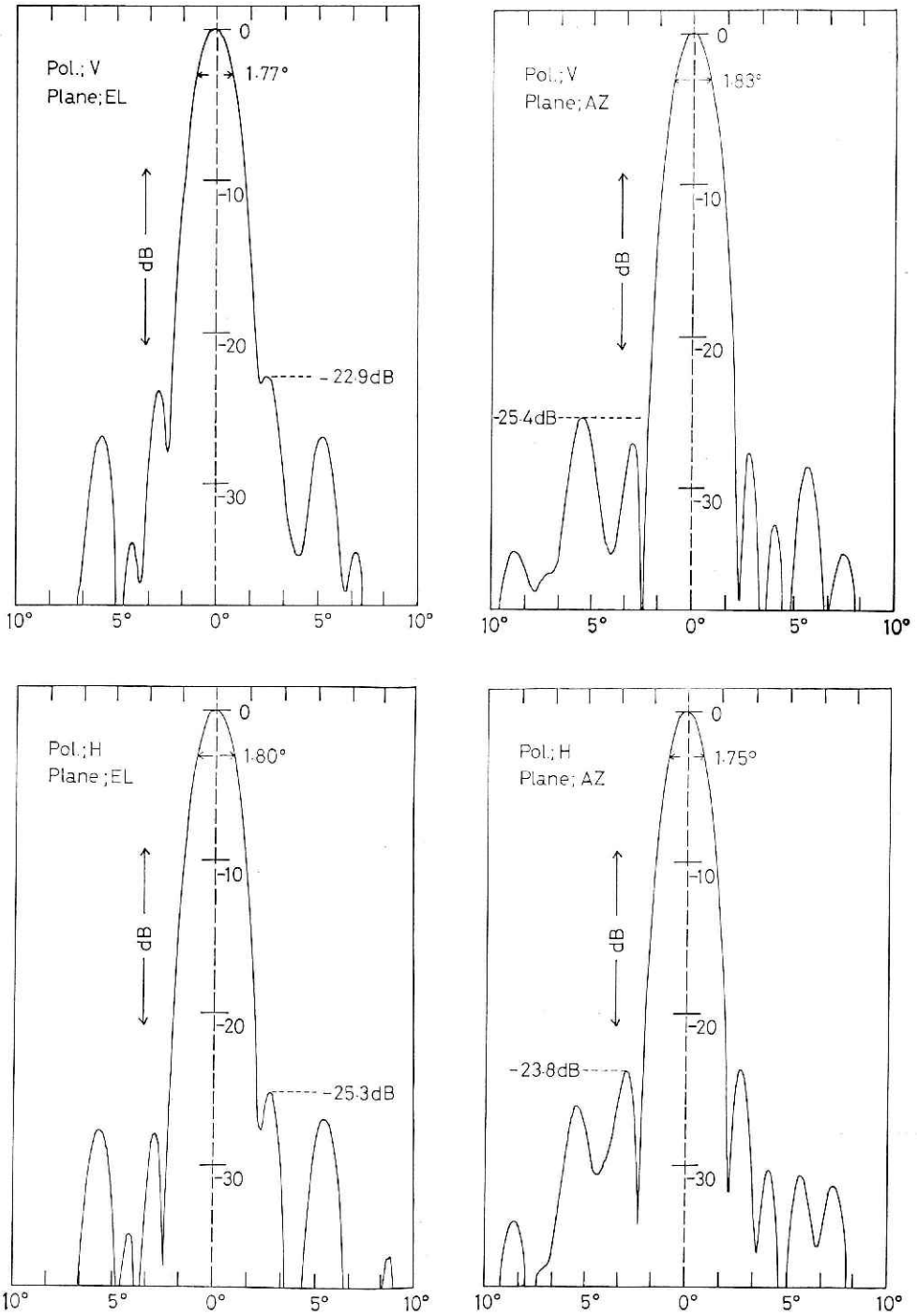


図 2 アンテナパターン. AZ : 水平面, EL : 鉛直面
 Fig. 2 Antenna patterns. AZ : horizontal plane, EL : vertical plane.

(1) 空中線装置

アンテナは反射鏡開口径が 750mm ϕ のフロントフィードパラボラ方式であり、反射鏡鏡面形状はソリッドである。アンテナの水平及び鉛直方向は実験目標に従って随時設定する。水平偏波、垂直偏波のいずれかの直線偏波を選択できる機能を有し、その切替えは手動で行う。外部環境に対しては平均 30m/s、瞬間 45m/s の風速に対して支障なく動作する構造になっている。また雨、海水等の影響下においても測定が可能である。耐温性及び耐湿性は、それぞれ 0°C~40°C、95% 以下である。

空中線装置の特性はアンテナパターンによって決定される。水平偏波(H)、垂直偏波(V)に対して方位角(AZ面)及び俯角(EL面)を変化させて得られたパターンを図2に示す。図中のパターンよりビーム半値幅は水平偏波に対して 1.75° \times 1.80°、垂直偏波に対して 1.83° \times 1.77°となり、総合性能として表1のごとくビーム幅 1.8°とし、諸計算式に用いる。サイドロープレベルはV偏波 EL 面の -22.9dB が最も大きく他の場合はこの値以下である。

(2) 送信装置

送信は増幅通倍方式で行う。本部分には送信部、受信系高周波部及びこれらの共通部からなっている。局部発振器は安定化発信器(略記号 STALO)を用い 15.84GHz を発振して、受信装置から送られてきた中間周波数(略記号 IF) 160MHz と混合することにより送信周波数 16.0GHz を作る。送信信号は高周波電界効果トランジスタ増幅器で約400倍に増幅してサーキュレータを介し空中線装置へ供給される。一方空中線装置から送られてくる微弱な受信信号はサーキュレータを介して増幅し、STALO信号と混合して中間周波数 160MHz に変換する。その後 IF 増幅器で約1,000倍に増幅し受信装置へ送出する。

送信電力は高出力(Hモード; 50mW)及び低出力(Lモード; 5mW)の2つを有し、入射角が大きい遠距離目標を照射する場合に分けて用いる。送信パルス幅は、遠距離目標に対して大きな受信電力を得、また近距離の測定も可能にするため L(パルス幅1,000ns)、M(同100ns)、S(同30ns)の三つのモードを設け測定条件に応じて切替える。パルス繰返し周波数は 1KHz としているため、データ精度は 0.001sec である。

(3) 受信装置

本構成部分は 160MHz の正弦波発振ユニット(コヒーレントオシレータ; 略記号 COHO)を有しており、受信装置、信号処理装置へも供給して各種トリガにも使用している。すなわち散乱計全体がこの中間周波数 160 MHz を基準としたフルコヒーレントシステムになっている。この方式を採用することによって受信電力の測定を目的とする場合に必要ないダイナミックレンジを達成できる位相検波器を容易に使用することが可能になる。またドップラー効果を利用するシステムに改良することも可能である。広帯域位相検波器からの2つの信号はビデオ増幅器で増幅された信号処理装置へ送られる。送信パルス幅が L、M、S の各モードのときの受信帯域幅を図3に示す。図中の半値幅より帯域幅はそれぞれ 2.6MHz (Lモ

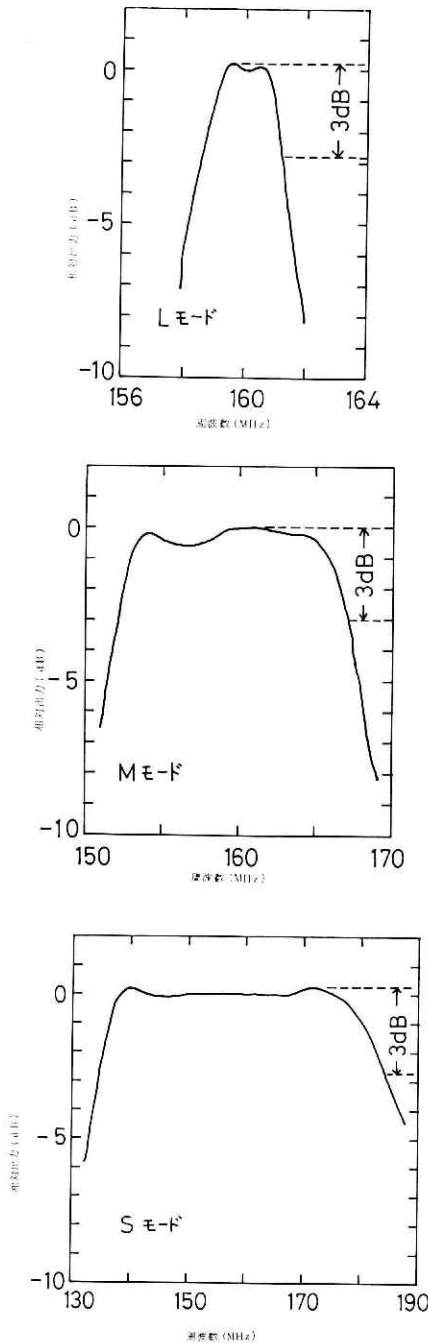


図3 受信帯域特性. 帯域幅は半値幅をとる.
 Fig. 3 Frequency characteristics of the receiver. Bandwidth is specified as the width between the half-power points (3dB).

ード), 15.2MHz (Mモード), 49.5MHz (Sモード)となる.

(4) 信号処理装置

位相検波されたビデオ信号をデジタル信号に変換して処理する. デジタル化された信号は演算回路を通して最終的には0から5Vの電圧となる. 図4に信号の入出力特性を示す. 図中の横軸は海面での後方散乱電波の受信電力であり, 縦軸はアナログ出力を表わし, 左側の曲線はパルス幅Lモード, 右側はM及びSモードを示す. 前者は陸上収納塔で, 後者は海上観測塔に適用する. 図から分るように本装置の最小受信電力は約-110dBmすなわち 10^{-11} mWであり, ダイナミックレンジはL及びM, Sモードで各々40dB, 45dBをとることができる.

アナログ出力を V_A とすれば, 受信電力 P_R は次式にて与えられる.

$$P_R(\text{dBm}) = 19.6 \log_{10} V_A - 79.4, \text{ Lモード}$$

$$P_R(\text{dBm}) = 19.6 \log_{10} V_A - 49.6, \text{ M, Sモード} \quad (11)$$

採集されたデータは既設のデータ処理施設で解析される.

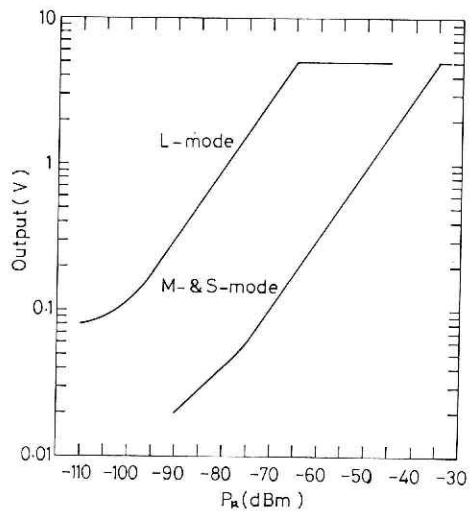


図4 受信電力に対する出力電圧
 Fig. 4 Output voltage vs. received signal power.

(5) 低電圧電源装置

各構成部へ安定化直流電源を供給する部分である。本装置全体は小型軽量化を図るとともに消費電力を小さくすることを考えて設計された。最終的には所要電力は約 460VA でまかなうことができた。

5. 測定実験

目標となる海面の散乱係数 σ^0 は散乱計の受信電力を計測することによって(10)から求めることができる。定数 β は実験時の条件及び装置の性能によって決められ、表 1 で与えられる数値から計算できる。但し伝送線路系損失 L はアンテナ設置等の施行後に定まり次の値をとる。

$$\left. \begin{array}{l} \text{陸上収納塔 } L=3.2\text{dB} \\ \text{海上観測塔 } L=2.8\text{dB} \end{array} \right\} \quad (12)$$

目標までの距離 R_c と目標の海面面積 A はアンテナ設置高度、入射角、アンテナビーム幅から図 5 に従って計算できる。

(i) 送信パルス幅が作る海面上の長さがアンテナビーム幅が作る長さより大きいとき、すなわち $l_1 \geq L_1, l_2 \geq L_2$ の場合

$$A = \frac{\pi}{4 \sin \theta} \left(\frac{\pi}{180} \Delta \theta \cdot R_c \right)^2 \quad (13)$$

(ii) $l_1 < L_1, l_2 < L_2$ の場合

$$A \doteq L_3 \cdot (l_1 + l_2) \quad (14)$$

但し、

$$R_c = \frac{H}{\cos \theta}, \quad L_3 = R_c \frac{\pi}{180} \Delta \theta, \quad l_1 = \sqrt{R_c^2 - H^2} - \sqrt{\left(R_c - \frac{c\tau}{4} \right)^2 - H^2},$$

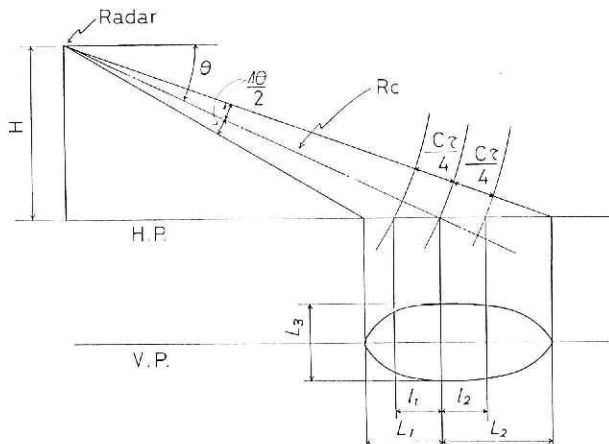


図 5 レーダビーム照射のときの立面図と平面図
Fig. 5 Geometrical representation of radiation.

$$l_2 = \sqrt{\left(R_c + \frac{c\tau}{4}\right)^2 - H^2} - \sqrt{R_c^2 - H^2}, \quad L_1 = \sqrt{R_c^2 - H^2} - \sqrt{\frac{H^2}{\sin^2\left(\theta + \frac{\Delta\theta}{2}\right)} - H^2}.$$

$$L_2 = \sqrt{\frac{H^2}{\sin^2\left(\theta - \frac{\Delta\theta}{2}\right)} - H^2} - \sqrt{R_c^2 - H^2}.$$

$\Delta\theta$: アンテナビーム幅(度), H : アンテナ設置高度(m), τ : 送信パルス幅(sec), c : 光速(3×10^8 m/sec), θ : 入射角(度).

陸上収納塔で測定するとき, Lモードの送信出力, Lモードのパルス幅を用いると $P_T = 50$ W, $\tau = 1,000$ ns, $H = 20.8$ m, $\theta = 88^\circ$, $\Delta\theta = 1.8^\circ$ であるから面積 A の算出は(ii)の場合に当り, (10)において各々の定数は,

$$\beta = 22.2\text{dB}, \quad R_c = 596\text{m}, \quad L_3 = 18.7\text{m}, \quad A = 2,809\text{m}^2,$$

となる. 晴天時大気中の電波伝播の損失がないとすると($\alpha = 0$), 散乱係数はdB表示で,

$$\sigma^0(\text{dB}) = P_R(\text{dBm}) + 54.1 \quad (15)$$

と表わすことができる. (11)から求められる受信電力を(15)に代入すれば最終的に $\sigma^0(\text{dB})$ が計算される.

平塚海岸は南方に開いた相模湾の奥に位置し, 海岸線はほぼ東西に走っている. 陸上収納塔からの測定実験は吹送距離の長い南寄りの風が吹く時に行われた. 図6は俯角 2° (入射角

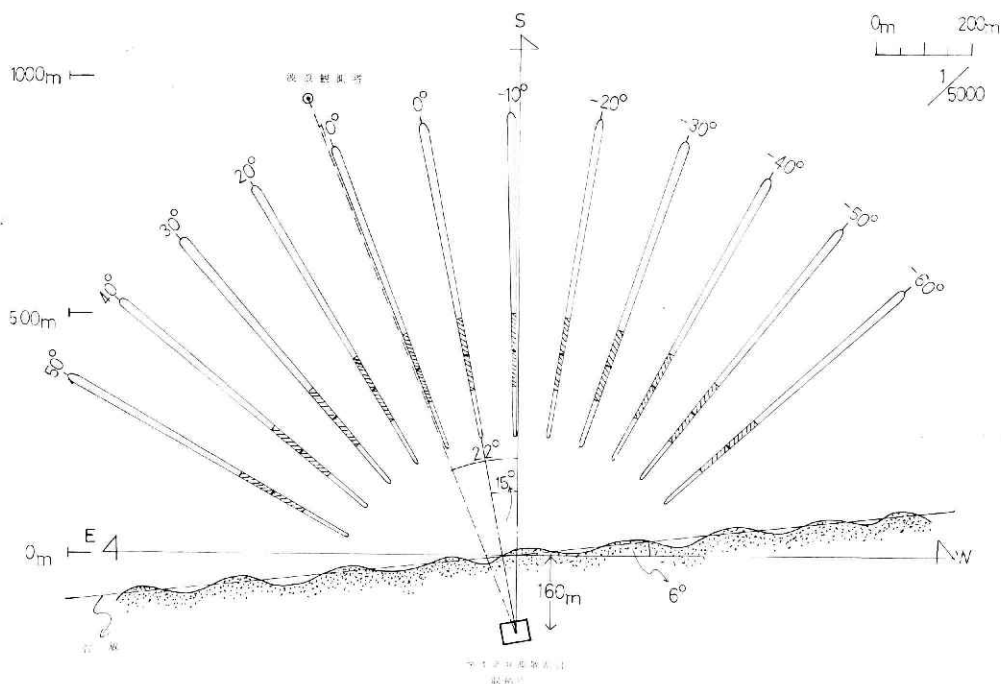


図6 散乱実験目標海面

Fig. 6 Sea surface radiated by the radar beam in the observation.

88°) の場合に 散乱計レーダビームが照射する海面を示すものである。図中の細長く囲まれた部分はビーム幅が作る面積で俯角が小さいときこの全部が対象海面とならない。そのうちの斜線部分は送信パルス幅によって限られる面積で今回の測定海面を示し、(14)で与えられる。測定は水平偏波、垂直偏波の双方について方位角 50° から -60° の間を 10° 毎に移動させて行った。収納塔から汀線まで 160m あるため、実験海域は汀線より沖合方向に 100m から 500m の範囲となる。実測風はレーダビームの発射と同時に海上波浪観測塔において高度 23 m に取付けられたエーロペーンで測定された。

6. 結果と考察

6.1 実験結果

陸上収納塔からレーダビームを発射して海面の散乱係数を求めた結果を示す。今回の実験ではビームの俯角を 2° に固定した。この角度より大きい俯角をとると方位角の変動によってビームが陸面を照射する場合があるため避けた。測定が可能な気象条件は風速が 5 m/sec 以上吹く場合である。この風速以下では測器内のノイズレベルと区別がつかない。風向に対する散乱係数の水平分布を求めるならば 1 方向の測定時間を 10 分間とることが望ましい。しかし、水平分布のパターンを 1 回とるためには風向風速が定常な状態が続かなければ出来ないため、1 方向 10 分間では長すぎる。従って現実には 1 方向 200sec とし、1 パターンを 2 時間以内にとれるようにした。受信電力の時間変化の 1 例を図 7 に示す。平均電力は V, H- 偏波ともに約 -90dBm ($=10^{-9}\text{mW}$) で、平均風速 $U=15\text{m/s}$ の強風の場合におけるものである。不規則な変化のうちに数秒の周期をもつ変動が認められる。とくに H- 偏波においてこの傾向が明瞭である。この変動を起す要因は長い周期の風浪によると思われる。図 8 に安定した風向風速の時の測定結果を(11)、(15)から解析してレーダ方位角に対する散乱係数で示す。図中の数値は標準偏差を付して、受信電力のパラッキに対応する。測定は垂直偏波と水平偏波を交互に切替えて行い、偏波面の違いによる散乱係数の差も調べた。図 8 に対応する観測塔の実測風の風向風速を表 3 に表わす。実測風の 1 run の観測時間は 30 分であ

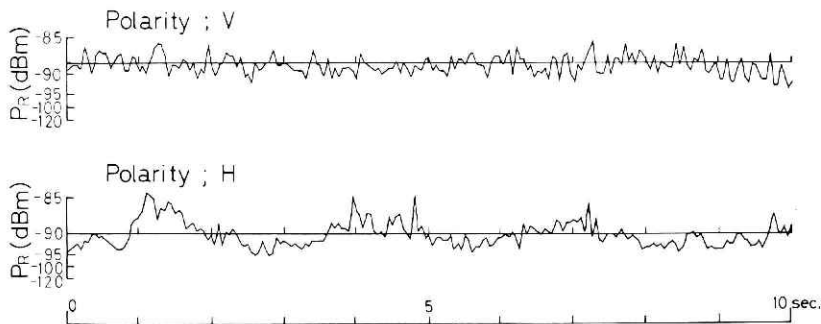


図 7 受信電力の時系列, $EL=2^\circ$, $AZ=-20^\circ$
 Fig. 7 Time series of the received signal power.

表 3 風向風速の実測値. 風向は真南0°とし, 東向を正にとる.

Table 3 Direct measurement values of wind direction and speed. The origin in the wind direction is south and plus sign indicates easterly.

散乱実験 No.	実測風 RUN No.	風向 (度)	風速 (m/s)	散乱実験 No.	実測風 RUN No.	風向 (度)	風速 (m/s)	散乱実験 No.	実測風 RUN No.	風向 (度)	風速 (m/s)
E-1	101	-38	10.8	E-4	401	-26	8.8	E-8	801	-22	12.3
	102	-34	11.0		402	-27	7.5		802	-18	13.7
	103	-39	11.0		403	-28	9.0		803	-18	15.0
	104	-43	11.3		404	-26	9.5		804	-16	15.5
	105	-33	10.6	E-5	501	-39	11.5	E-9	901	-19	14.5
	106	-28	10.7		502	-42	11.8		902	-18	14.8
E-2	201	-10	7.8		503	-42	13.0		903	-18	13.8
	202	-11	6.5	504	-36	12.0	904		-17	13.0	
	203	-7	6.3	E-6	601	-45	13.5	E-10	1001	3	9.3
	204	-17	7.0		602	-40	13.8		1002	-5	7.9
E-3	301	-35	6.0		603	-42	14.3	E-14	1401	-30	9.0
	302	-22	5.4		604	-39	12.5		1402	-53	10.3
	303	-9	5.0	701	-45	14.3	1403		-50	9.5	
	E-7	702	-47	15.0	702	-47	15.0		1404	-45	10.0
703		-41	14.5	703	-41	14.5					
704		-42	13.0	704	-42	13.0					

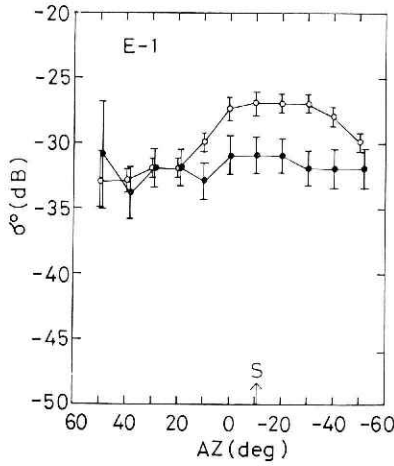
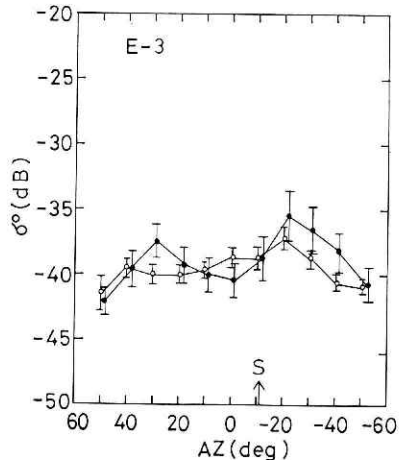
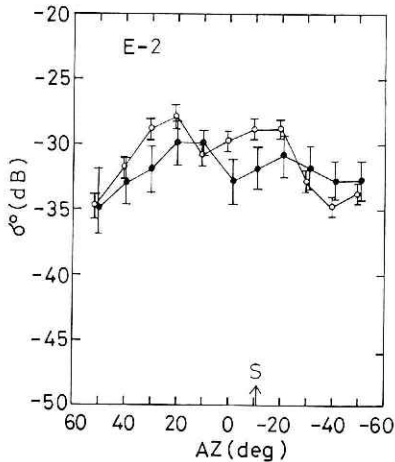
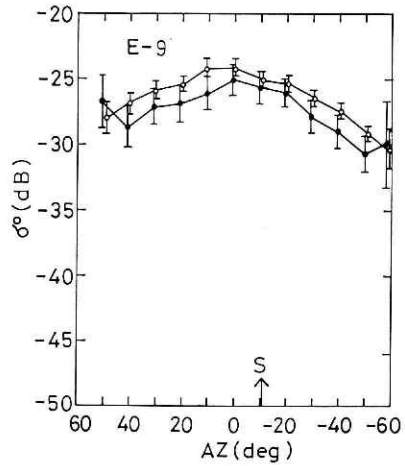
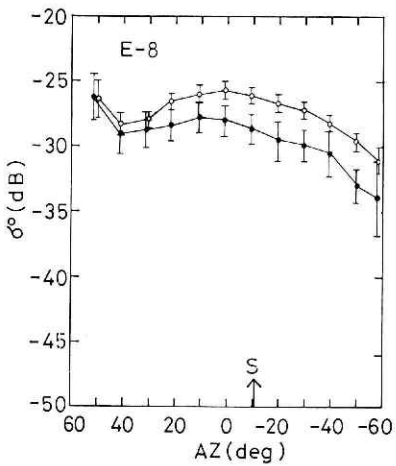
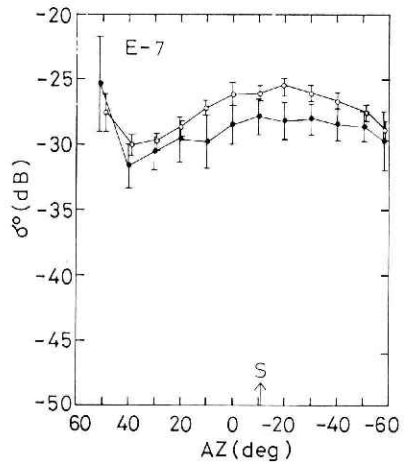
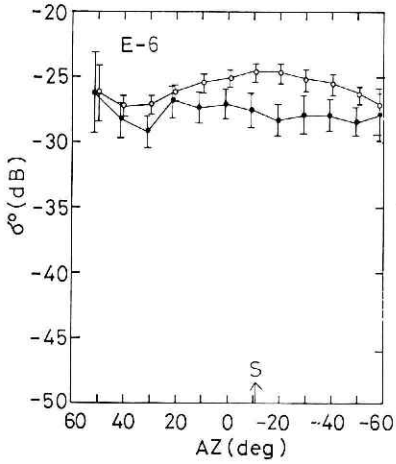
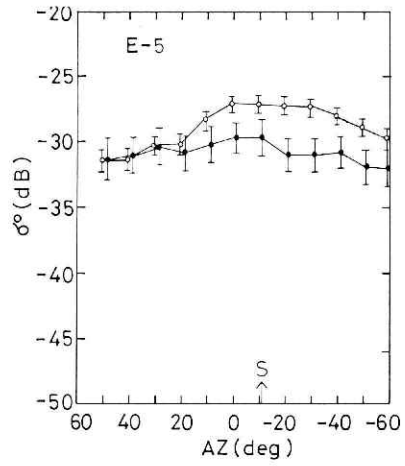
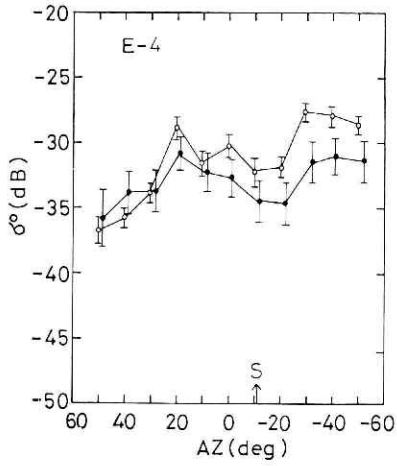


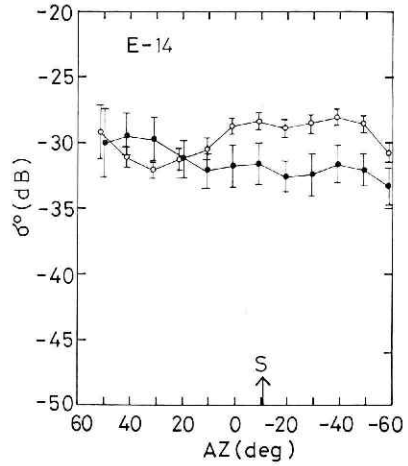
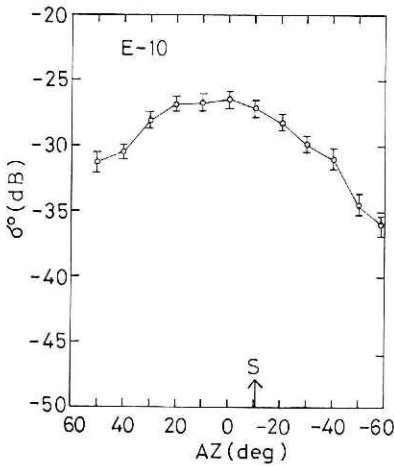
図 8 レーダ方位角 AZ に対する散乱係数 σ^0 . 対応する実測風は表 3 に示す. データを通じた縦線分は標準偏差を表わし, S は真南方向を示す. ○: 垂直偏波, ●: 水平偏波.

Fig. 8 Results of back scattering coefficients on radar azimuth variation. Corresponding wind velocity of direct measurements shows in Table 3. Error bars indicate standard deviation and S of AZ is south. ○: vertical polarity, ●: horizontal polarity.



マイクロ波散乱計による海上風の遠隔測定実験—内藤・徳田・渡部





り、散乱計が水平分布を得るため1回測定し終るのは、この時間を越える。従ってレーダビーム発射中の平均風向及び平均風速は数 run の平均値をとった。図8の各グラフからはV-偏波の場合すべての風速に対して、レーダ方位角に対する散乱係数の特徴的な変化がはっきり認められるが、H-偏波の場合には中程度より弱い風速に対して方位角による変化は明瞭でない観測例がある。平均的にV-偏波の方の散乱係数がH-偏波より大きい。また各測定値の標準偏差はV-偏波よりH-偏波の方が大きく、波面でのレーダ波の散乱の状態に大きな差があると考えられる。汀線がほぼ東西方向に走っているため海岸近くでは大きな波浪は南から来る方向をとる。しかしながら風向は必ずしも南向きでなく、波向とずれが生じる。従って図中の風向方向に σ^0 のピークが必ずしも現われていないのは長い周期の波浪の方向が大きく影響しているためと思われる。図8のE-5からE-9は同一の気象条件下の連続観測である。これらの図から方位角AZ=50°の値が時間とともに大きくなってゆき、同時に標準偏差も増す現象が見出せる。この方位角の目標海面は汀線に近く、実験初期にはほとんど砕波していなかった波浪が後に大きく砕けるようになったため、この際生じる泡等にレーダ波が強く反射する為と考えられる。砕波は数秒程度の風浪によって起り、一方海面全体の砕波している部分の占める面積比は小さいため、レーダビームが照射する際の散乱に大きなバラツキが起る原因となる。

散乱計設置地点が汀線より大きく内側に入り込んでいるため方位角の実質的な移動範囲が大きくとれず向い風 (upwind) と、それに垂直な横方向 (crosswind) の散乱の定量的な比較は適当な観測例がないため困難である。しかし、風速が強くなるとともに向い風と横方向の σ^0 (dB) の差が小さくなる傾向をもつことが示されている。図9にV-偏波のビームで向い風方向の散乱係数 σ^0_v の10分間平均値を約3時間にわたって連続採集したデータから示す、同時に風向風速の10分間平均値も示されている。図から分ることは風速の変化が2m/s 以内では散乱係数の変化を与える程度ではないことである。入射角が小さい場合については同様な

事は言えるかどうか分らないが、散乱計による風速測定の精度について、更に詳細に調べる必要がある。NASA LaRC の行った航空機搭載の散乱計 (AAFE RADSCAT) による実験では俯角、方位角をパラメータとして多くの事例について風速と σ^0 の関係を調べている (Jones *et al.*, 1977)。今回の向い風方向で観測した σ^0 の値を AAFE RADSCAT の向い風方向の σ^0 の解析結果に合わせて示す (図10)。今回の観測値は NASA の実験と比較できる程度の大きい入射角がないため定量的な特性の

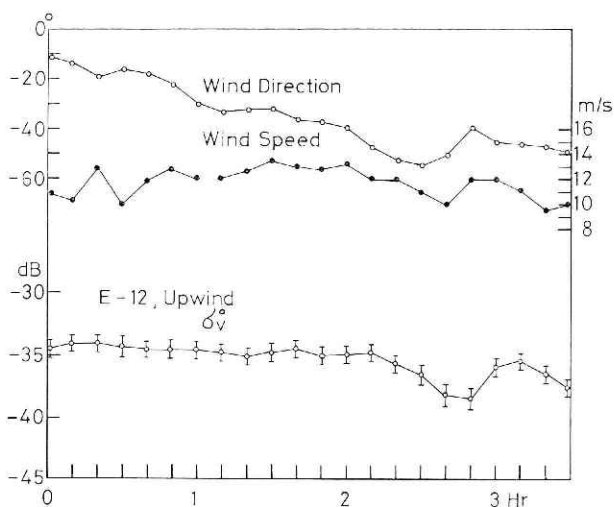


図 9 向い風方向の散乱係数 σ^0_v と風向風速の10分間平均値の時間変化。

Fig. 9 Time variation of back scattering coefficient σ^0_v , wind direction and speed averaged during 10 minutes.

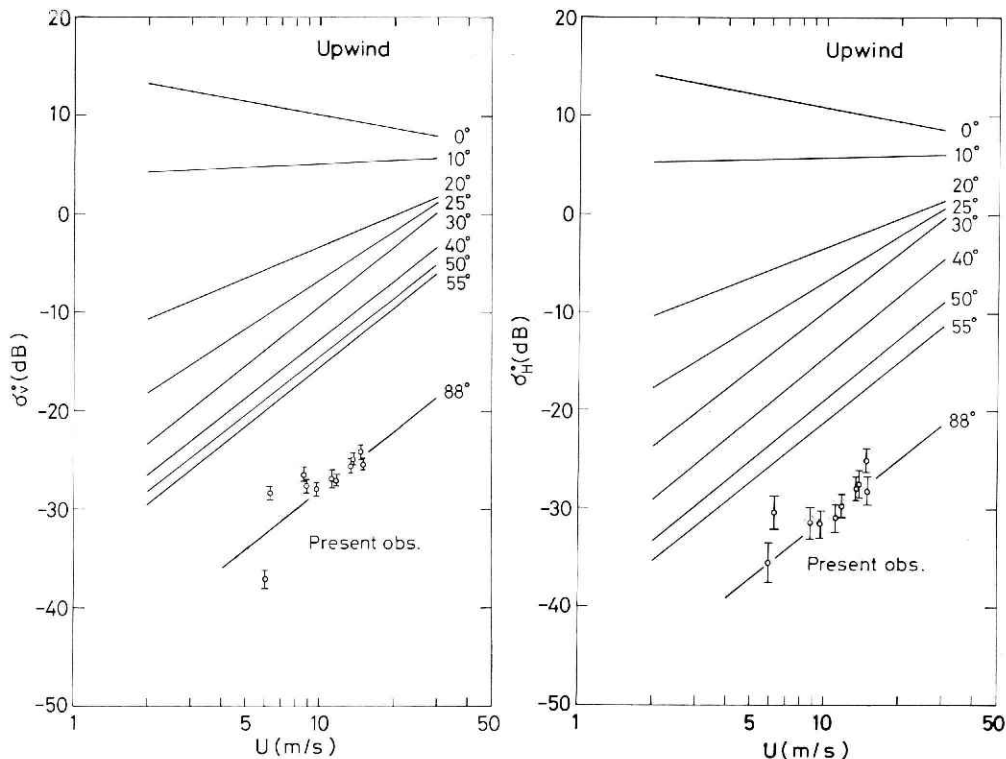


図10 散乱係数 σ^0 の風速依存性。向い風の場合を示す。左：垂直偏波、右：水平偏波
Fig.10 Wind dependence of back scattering coefficient σ^0 in the upwind. The left is in the vertical polarity, and the right in the horizontal polarity.

検討が充分でないが、(8) で与えられた形の実験式に合わせることができる。従って俯角 θ° の事例の定数は、向い風方向でVとHの偏波に対して図中の近似曲線から、

$$\left. \begin{aligned} a_V &= -48.2, \quad \chi_V = 2.0 \\ a_H &= -51.4, \quad \chi_H = 2.1 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

と求められる。

6.2 レーダ入射角による特性と今後の課題

今回の観測は入射角が非常に大きく、これまでに報告されている他研究者による実験では入射角が 25° ぐらいまでの準鏡面的な反射をする quasi-specular region とそれより大きい角度で普通散乱実験の大部分が対象となる diffuse region での散乱が中心であった。入射角が 80° を越えると interference region と呼ばれる領域に入り、海面の散乱係数が急激に小さくなることが知られている。この critical angle はレーダ周波数、偏波面、波浪状況によって異なり、周波数が高いほど大きく垂直偏波の方が水平偏波より大きな角度になる。小さい入射角においては、散乱係数の偏波面の違いによる差は認められないことも示されている。K_uバンドに属する 16.0GHz の散乱計周波数では入射角 88° は critical angle を越えていると推定されるが、入射角を連続的に変える実験を行うことができなかったため、この点については断定できない。図10に示された向い風方向の σ^0 (dB) の測定値と NASA の AAFE RADSCAT の実験データを比較すると、平均風速Uとの関係では $\theta=55^\circ$ の直線と今回の近似曲線はV、Hの再偏波ともにほぼ同じ勾配を持つ。RADSCAT データは入射角 θ が 0° から 55° の範囲で示されているため、 $\theta=88^\circ$ の風速に対する依存性を比較するのは多少無理ではあるけれども $U=5\sim 15\text{m/s}$ で同一の傾向をもつとして良いだろう。 σ^0 の絶対値はV、H-偏波ともに、 $\theta=0^\circ\sim 55^\circ$ の傾向から予期される値より小さい。このことは σ^0 は critical angle を越えた領域での散乱であることを間接的に示すものであろう。実験式を与える風速の指数 $\chi_V=2.0$ 、 $\chi_H=2.1$ は RADSCATの値 ($\theta=50^\circ$ で $\chi_V=1.66$ 、 $\chi_H=1.93$) と大きな差はない。 σ^0 の値が急に小さくなる interference region でレーダビームが海面をみる場合大きな波浪が背後の小さな波浪をかくしてしまう shadowing の現象がおきる。そのため散乱がおきる目標海面でレーダビームが見る面積は、小さくなってしまふのである。この状態における風浪の勾配の結合確率密度関数は、まだ解明されていない。

風速のリモートセンシングの直接測定変数として散乱係数 σ^0 が存在し、 σ^0 は平均風速Uの関数として(8)の形で与えられている。しかし海面の波浪状況を大気の流れを表わす変数で表現するとき、最も適当なのは平均風速ではなく摩擦速度 u_* である。 u_* は次式で定義する。

$$u_* = \sqrt{\tau_0/\rho}$$

τ_0 : 海面へ輸送される大気の運動量 (レイノルズ応力)、 ρ は大気密度、 u_* は平均風速の鉛直分布から求められるけれども、海面の空気力学的粗度は 0.1mm 程度の大きさであって

鉛直勾配が大きいため海洋上における分布測定はかなり困難である。近年では大気の乱れを3次元超音波風速計によって測定し直接運動量 τ_0 を求めて u_* を決定する。平均風速 U と u_* の関係は大気の安定度に影響されるため一義的に定まらない。すなわち海面温度と気温の差をパラメータとして u_*/U が与えられる (Kondo, 1975)。 u_*/U は風の吹送時間、吹送距離などに関係するためバラツキが大きい。風速が強くなると大気の安定度が中立状態に近くなり気温、水温差の寄与する割合はほとんどなくなる。

Naito (1978) は、無限吹送距離で充分発達した風浪のある粗な海面での抵抗係数 C_D を U の関数として、次の実験式で与えている。

$$C_D = \left(\frac{u_*}{U_{10}} \right)^2 = \left. \begin{aligned} &= (0.36 + 0.118U_{10}) \times 10^{-3}, \quad 3 < U_{10} \leq 8 \text{ m/s} \\ &= (1.01 + 0.036U_{10}) \times 10^{-3}, \quad 8 < U_{10} < 15 \text{ m/s} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ここで U_{10} は高度 10m の平均風速を表わす。 $U_{10} \geq 15 \text{ m/s}$ の場合、観測される機会が稀であるため、実験式から除外してあるが(17)の延長上にあると思われる。(17)を海面の空気力学的粗度 z_0 で表現しなおすと近似的に、

$$z_0 = 2.1 \times 10^{-3} U_{10} - 0.01, \quad U_{10} > 5 \text{ m/s} \quad (18)$$

となる。ここで z_0 , U_{10} は CGS 単位をとる。

粗度 z_0 は海面状態を表現する変数であるから散乱係数 σ^0 は(8), (16), (18)より風速、波浪状況と定量的に結びつけて論じることができる。各変数に代表的な数値をいくつか与えると、 $U_{10} = 5 \text{ m/s}$ のとき、 $z_0 = 0.02 \text{ mm}$, $u_* = 15 \text{ cm/s}$ となり、 $\sigma_V = -34 \text{ dB}$, $\sigma_H = -37 \text{ dB}$ である。また $U_{10} = 10 \text{ m/s}$ のとき $z_0 = 0.11 \text{ mm}$, $u_* = 37 \text{ cm/s}$ で $\sigma_V = -28 \text{ dB}$, $\sigma_H = -31 \text{ dB}$ の値となる。 $U_{10} = 15 \text{ m/s}$ のとき $z_0 = 0.32 \text{ mm}$, $u_* = 59 \text{ cm/s}$ で $\sigma_V = -25 \text{ dB}$, $\sigma_H = -27 \text{ dB}$ の値をとる。

海洋近くの水面においては波向が汀線に垂直になる性質を持つため風向とずれが生じる。一般に広い海洋上においてもうねりが存在する水域に新たに風が吹く場合は、波向と風向は一致せず複雑な2次元波浪の構造をもつ。図8で見られるように向い風方向の σ^0 (dB) の値が必ずしもレーダ方位角に対するパターンで最大値をとっていない。 σ^0 が最大となる方向はほぼ波向と風向の間にあることが分る。風向を海面の状況から良い精度で決定するためには、数 $10H_s$ から $0.1H_s$ ぐらいまでの波浪の二次元特性の解明を一層進める必要がある。

散乱係数に影響を与える要素として図8の結果から分ることの一つは、碎波によって生ずる泡が海を覆うとき電波の散乱に著しく変化を与える現象である。また図7の受信電力の時系列の図で長周期の変動が見られる現象も碎波した波頭を電波が捕えているためと考えられる。非常に強い風速時の σ^0 の測定には碎波及び海面の泡の面積比を考慮しなければならない。

7. 謝 辞

マイクロ波散乱計は三菱電機株式会社で製作された。基本仕様を決定するに当って同社通信機製作所津藤正信氏をはじめ多くの方々の御協力をいただいた。本装置の高度な性能と順調な稼動は製作会社の優秀な技術によるものである。また気象研究所内藤恵吉博士には散乱計に関する多くの資料と助言をいただきました。この研究計画は前室長である東海大学助教授杉森康宏博士によって立案されたものであり、同博士の御努力に負う面が大きい。計画推進に当っては防災センター平塚支所都司嘉宣氏に多くの点で助力をうけた。

ここに合わせて感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) Barrick, D. E. (1968): Rough surface scattering based on the specular point theory. *IEEE Trans.* **AP-16**, 449-454.
- 2) Crombie, D. D. (1955): Doppler spectrum of sea echo at 13.56 Mc/s. *Nature*, **175**, 681-682.
- 3) Daley, J. C., J. T. Ransone, J. A. Burkett and J. R. Duncan (1968): Sea-clutter measurements on four frequencies. Rep. No. 6806, Naval Research Laboratory, Washington D. C., 42pp.
- 4) Daley, J. C., J. T. Ransone and J. A. Burkett (1971): Radar sea return-JOSS I. Rep. No. 7268, Naval Research Laboratory, Washington D. C., 49pp.
- 5) Daley, J. C., J. T. Ransone and W. T. Davis (1973): Radar sea return-JOSS II. Rep. No. 7534, Naval Research Laboratory, Washington D. C., 15pp.
- 6) Duncan, J. R., W. C. Keller and J. W. Wright (1974): Fetch and wind speed dependence of doppler spectra. *Radio Sci*, **9**, 809-819.
- 7) Grant, C. R. and B. S. Yaplee (1957): Back scattering from water and land at centimeter and millimeter wavelengths. *Proc. IRE*, **45**, 976-982.
- 8) Guinard, N. W., J. T. Ransone and J. C. Daley (1971): Variation of the NRCS of the sea with increasing roughness. *J. Geophys. Res.* **76**, 1525-1538.
- 9) Hall, W. M. (1956): Prediction of pulse radar performance. *Proc. IRE*, **44**, 224-231.
- 10) Jones, W. L., L. C. Schroeder and J. L. Mitchell (1977): Aircraft measurements of the microwave scattering signature of the ocean. *IEEE J. Oceanic Eng.* **OE-2**, 52-61.
- 11) Kondo, J. (1975): Air-sea bulk transfer coefficients in diabatic conditions. *Boundary-Layer Meteorol.* **9**, 91-112.
- 12) Kondo, J., Y. Fujinawa and G. Naito (1973): High-frequency components of ocean waves and their relation to the aerodynamic roughness. *J. Phys. Oceanogr.*, **3**, 197-202.
- 13) Krishen, K. (1971): Correlations of radar backscattering cross sections with ocean wave height and wind velocity. *J. Geophys. Res.* **76**, 6528-6539.
- 14) Matthews, R. E., ed. (1975): Active Microwave Workshop Report, Chap. 3, NASA **SP-376**, 157-286.
- 15) Naito, G. (1978): Direct measurements of momentum and sensible heat fluxes at the tower in the open sea. *J. Meteorol. Soc. Jap.*, **56**, 25-34.
- 16) Valenzuela, G. R. (1978): Theories for the interactions of electromagnetic and oceanic waves—a review. *Boundary-Layer Meteorol.* **13**, 61-85.

- 17) Wright, J.W.(1966): Back scattering from capillary waves with application to sea clutter. *IEEE Trans.* **AP-14**, 749-754.
- 18) Wright, J.W.(1968): A new model for sea clutter. *IEEE Trans.* **AP-16**, 217-223.

(1979年12月18日 原稿受理)