

調査・解説

見通し外短波レーダ

上瀧 實*

(昭和57年11月19日受理)

SKYWAVE RADAR

By

Minoru KOTAKI

Skywave radars sense natural and manmade targets at ranges up to 3000 km or more by bouncing HF radio waves off the ionosphere. Recently, remotesensing techniques using skywave radars have been advanced at several countries.

In this report we explain some characteristics of skywave radars and present an outline of the radar system operated by SRI (Stanford Research Institute) International, which is the most advanced facilities over the world. We show some applied examples of skywave radars and activities of radar system development over the world.

1. はじめに

従来、VHF 以下の比較的低い周波数領域は、帯域幅が広くとれないこと、ビーム幅を狭めることが難しいこと、大気雑音レベルが高いこと、この周波数帯が既に混んでいることなどの理由で、通常のレーダにはほとんど使用されなかった。しかしながら、このような多くの難点にもかかわらず、短波帯の電波が電離層による反射によって、見通し外の遠方に到達し得るという特長を持っているため、最近レーダへの応用が注目されている。

短波帯の電波を用いたレーダ（HF 波レーダ）の探査可能距離は、電離層の1回反射を利用することにより、1000~4000 km となり、従来のマイクロ波レーダの10倍程度の遠方を探査することが可能である。HF 波レーダの探査対象となる物体（ターゲット）は、通常のマイクロ波レーダのそれと同じように、飛行機、ミサイル、船舶などがあるが、それらに加えて、このレーダの波長がマイクロ波より長いことから、海面情報、オーロラ、流星、地勢などもそのターゲットに含まれる。

一方、距離分解能を高めるためにレーダビーム幅を狭める必要があるが、波長が長いのでアンテナの規模が極めて大きくなる難点がある。更に、分解能は電離層の状態、使用周波数、レンジやレーダ方程式に入ってくる諸

パラメータによって左右される。また、地表面からの反射波（backscatter 波）は、探査しているターゲットからの反射波よりも、通常、数オーダーも強度が高い。したがって、クラッタよりターゲットを分離するには、ドップラ検出方法を使用する必要がある。

最近、米国のみならず、カナダ、オーストラリアで実利用を目的とした HF 波レーダ（Over The Horizon Rada; OTH レーダ）施設の建設が進められている。特に米国では、数年来精力的に研究開発が行われ、海洋風の測定、波浪の観測、台風の実時間による追跡などに多くの成果を上げている。

この OTH レーダの解説は、主として米国の SRI (Stanford Research Institute) International によって運用されている OTH レーダの解説資料に基づいている。更に詳しい説明は引用文献を参照されたい。

2. OTH レーダの特徴⁽¹⁾

OTH レーダの設計に使われる諸定数は、次のレーダ方程式で与えられる。

$$R^4 = \frac{P_{av} \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_t \cdot F_p \cdot T_c}{(4\pi)^3 \cdot N_0 \cdot (S/N) \cdot L_s}, \quad \dots(1)$$

ここで、 R = 距離、

P_{av} = 平均送信電力、

G_t = 送信アンテナ利得、

*企画部 第一課

G_r = 受信アンテナ利得,

λ = 波長,

σ_t = ターゲットの散乱断面積,

F_p = 伝搬効率を表す係数,

T_c = 積分時間,

N_0 = 単位幅当たりの雑音電力,

(S/N) = 信号対雑音電力比,

L_s = システム損失.

(1)式がマイクロ波レーダの方程式と異なる点は、伝搬の係数 (F_p), 入力雑音 (N_0), 及び積分時間 (T_c) が式に入っている点である。伝搬の効果を表す係数には、電離層による電波の集束や発散の効果、偏波面の傾きによる不整合損失、フェージングによる損失などが含まれる。入力雑音には、外來自然雑音 (HF 帯では空電が主な雑音源である) や他の送信局からの混信がある。積分時間は、OTH レーダが通常ドップラ検出方式を取っていることからくるもので、ドップラ検出の周波数分解能 ($1/T_c$ Hz) を決める。

OTH レーダにおいては、ターゲットの大きさと電波の波長はほぼ同じオーダーとなるため、散乱断面積は共鳴領域にある。したがって、マイクロ波レーダの散乱断面積 (オプティカル領域) に比べて、OTH レーダの散乱断面積はしばしば大きな値となる。しかし、HF 帯の低い周波数領域では、ターゲットの散乱断面積はレーレ領域に入り、波長とともに急速に小さな値となる。

(1)式に示されるように、OTH レーダでは、通常、送信と受信は別々のアンテナで行う。また、OTH レーダでは HF 帯の波長を使うため、アンテナのビーム幅を狭めるには、アンテナを物理的に大きくする必要がある。例えば、周波数が 15 MHz のときに、アレイアンテナを使って、ビーム幅 (θ_B) を 1° とするためには、その開口面を約 1200 m ($\sim \lambda/\theta_B$) としなければならない。更に、遠方にあるターゲットからの反射波を十分な信号対雑音 (S/N) 比で受信するためには、送信電力を大きくする必要がある。しかし、このような大規模なアンテナで大電力の送信を行うことは莫大な経費がかかるため、普通は、送信アンテナにはややブロードなビーム特性をもつ、したがって比較的小規模なアンテナを使用し、その代わりに、受信アンテナに鋭いビーム特性をもつ大規模なアンテナを使用する。

OTH レーダでは、通常、電離層反射を介した look down レーダとなるため、地表面からの backscatter の強度が、ターゲットからの反射強度よりも高くなる。したがって、クラッタが無視できなくなる (10 Hz のバンド幅で 0.5° のビーム幅で運用する場合、クラッタ断面積は 10^6m^2 にもなる)。特に、クラッタから反射され

た電波の受信電力 (C) が雑音電力 (N_0) より大きく ($C > N_0$) になると、信号対クラッタ電力比 (S/C) が重要となってくる。この場合、レーダ方程式は次式で与えられる⁽²⁾。

$$R = \frac{\sigma_t}{(S/C) \cdot \sigma^\circ \cdot \theta_B \cdot (cr/2) \cdot \sec \phi}, \quad \dots(2)$$

ここで

R = 距離,

σ_t = ターゲットの散乱断面積,

S = 信号電力,

C = クラッタ電力,

σ° = 単位地表面当たりのクラッタ断面積,

θ_B = ビーム幅,

c = 光速,

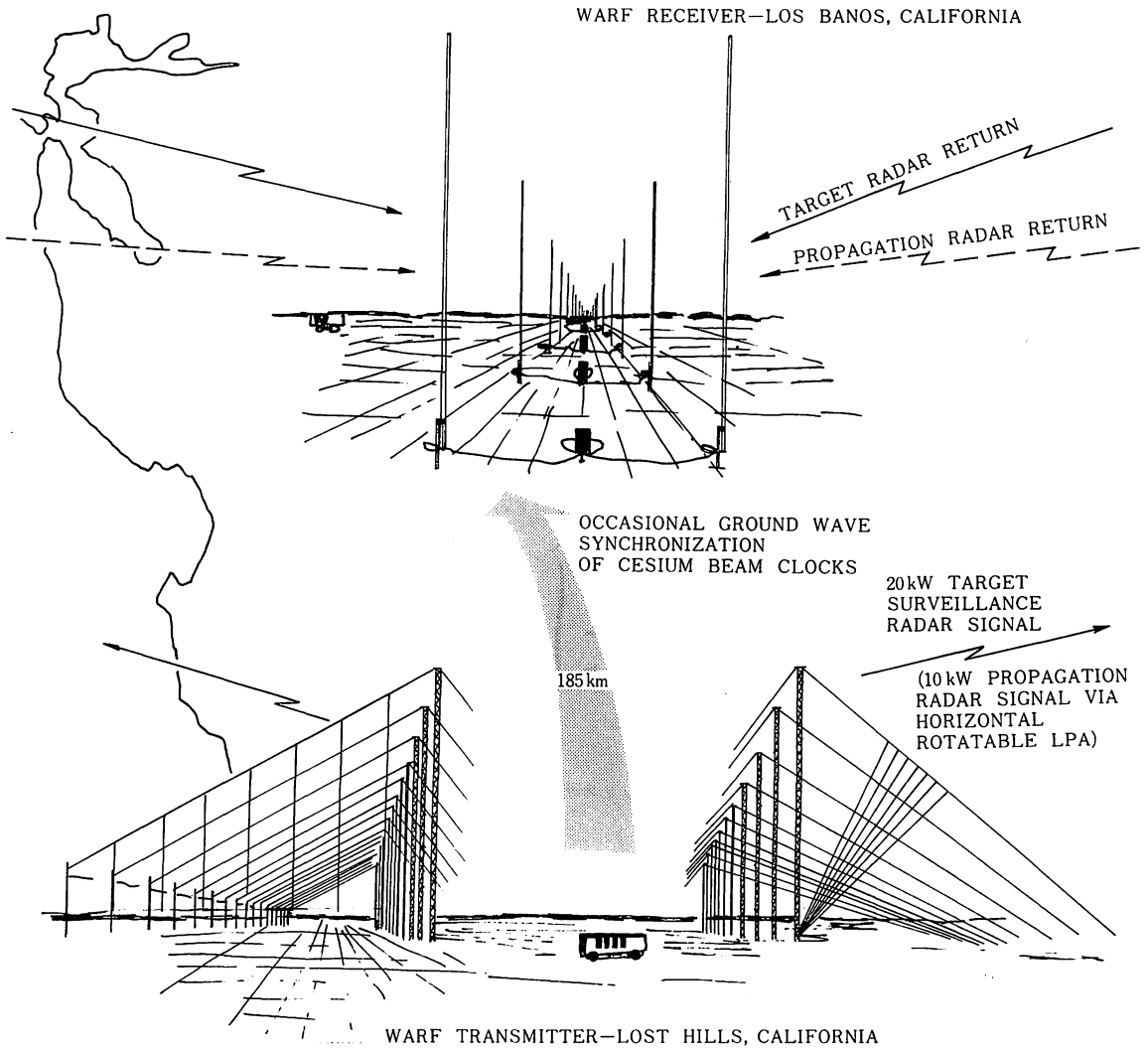
τ = パルス幅,

ϕ = グレーズィング角.

(2)式の場合、ターゲットまでの距離 (R) は 1 乗で表されているが、これと比べて(1)式では、4 乗で与えられている。これは、クラッタ電力が雑音電力より大きいときは、レーダの最大探査距離 (R_{max}) の変動がより激しいことを示している。例えば、ターゲットの散乱断面積 (σ_t) が 2 倍となったとき、(2)式では R_{max} も 2 倍となるが、雑音電力の方がクラッタ電力よりも大きい(1)式で与えられる場合は、 R_{max} は 1.2 倍となる。更に、(2)式では、雑音中のターゲットの検出の場合とは逆に、パルス幅 (τ) が小さくなると最大探査距離 (R_{max}) は大きくなっていく。また、(2)式には、送信電力 (P_t) の項が入っていないことに注意する必要がある。このことは、送信電力を上げれば信号電力のみならずクラッタ電力も上がることを意味している。ただし、(2)式が重要となってくる前提として送信電力が $C > N_0$ となるだけ十分に大きくなければならない。OTH レーダでは、ドップラ信号処理において、このクラッタの影響を小さくするようにしている。一方、海面情報のリモートセンシングでは、クラッタ自身が情報となるため、積分時間を長くとり、クラッタのドップラ変動の様子を調べている。

3. 米国 S.R.I. の Skywave レーダ⁽³⁾

カリフォルニアにある Wide Aperture Research Facility (WARF) では、OTH レーダによる HF backscatter (OTH-B) の実験を行っている。送信、受信システムは周波数 6 ~ 30 MHz で稼働しており、bistatic SFCW (又は FMCW) モードで運用される。受信アンテナは全長 2.5 km のアレイアンテナで、電氣的にビームを振ることができる。送信点と受信点は約 185 km 離れており、それぞれセシウムによる周波数/



第1図 WARF Skyweve レーダのアンテナ外概図

時刻標準を用いてシステムの同期をとっている。第1図に WARF のシステムの外観を示す。

3.1 送信所

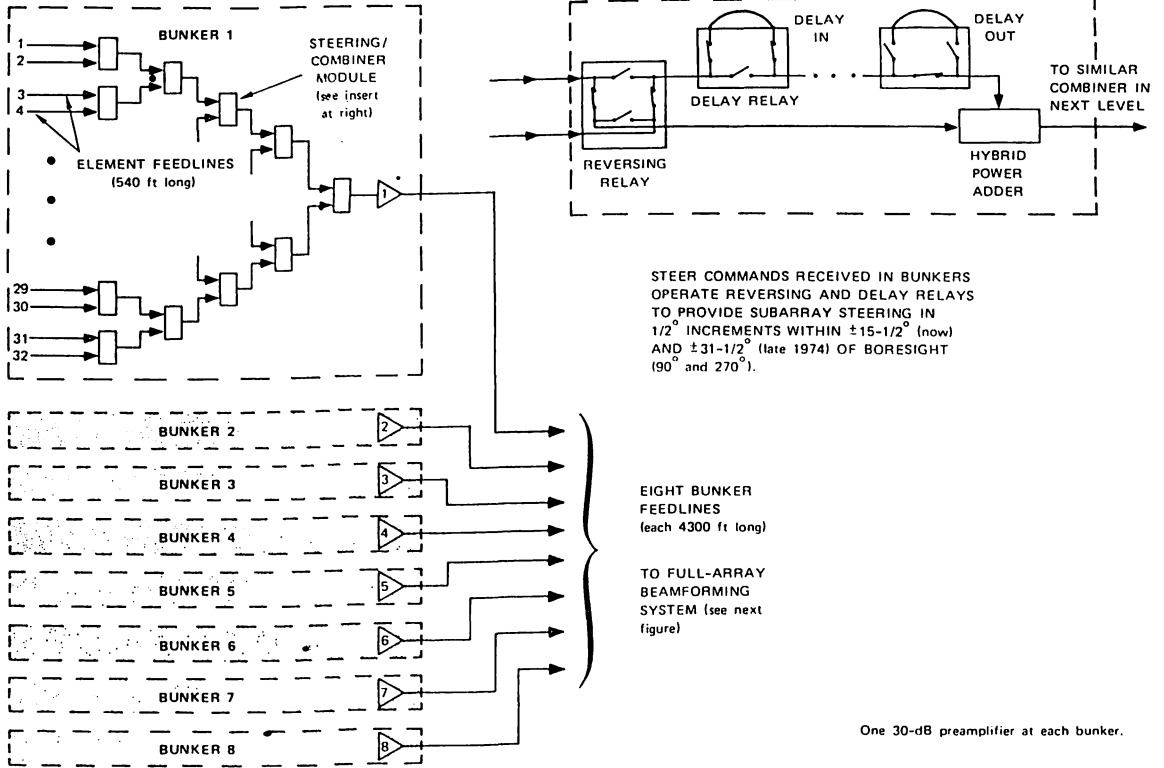
送信所は、受信所から南東へ約 185 km 離れた Lost Hill にあり、2 台の HF 送信機を用いて 20 kW の電力を放射する。送信用アンテナは 2 基あり、西方向に電波で放射するときは 18 素子の Log-Periodic アンテナ (LPA) を、一方、東方向に放射するときは 18 素子の Folded-Triangular Monopole (FTM) アンテナを使用している。これら主アンテナの方位角方向のビーム幅は、周波数 15 MHz で 6° となっている。指向性利得は 15 MHz で 20 dB である。送信波は delay ケーブルにより、ビームを ±30° の範囲に 4° ステップで振ることができる。サイドロブは -20 dB 以下に抑えられてい

る。また、ground screen が 180 m 幅で設置されており、低仰角発射の際の gain の劣化を防いでいる。

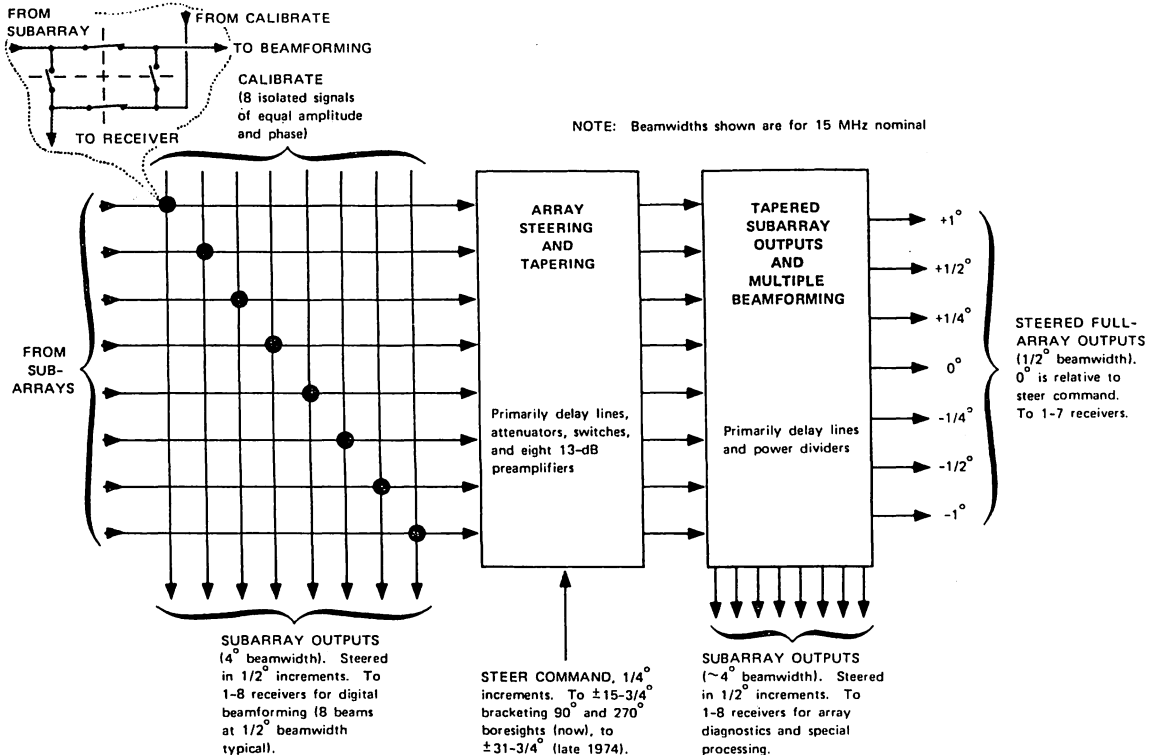
上記の主アンテナのほか送信所では放射電波の周波数の選択、電離層の状態の監視などのための back-scatter 観測用として回転可能な LPA を使い 10 kW の電力で送信を行っている。更に、垂直打上げによる電離層のモニタを 10 W の電力で、デルタアンテナを用いて行っている。

3.2 受信所

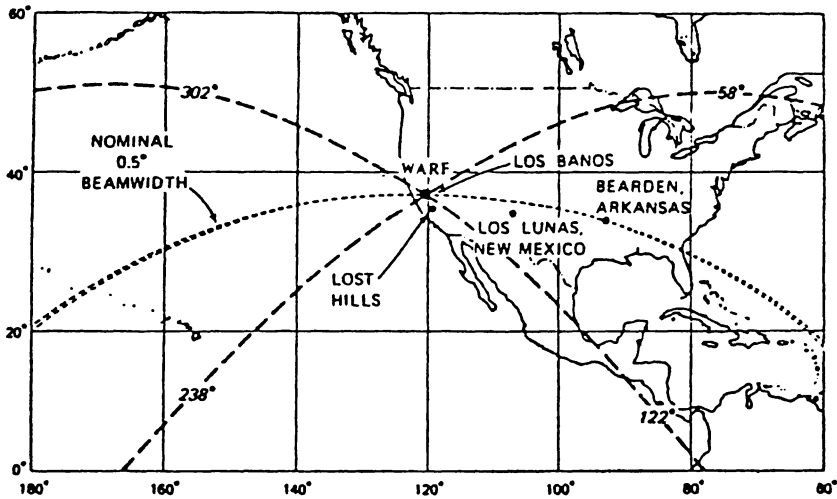
Los Banos にある受信アンテナは南北方向に沿った全長 2.5 km のアレイアンテナで、等間隔 (10 m) に設置された 256 対の垂直モノポールアンテナ対からできている。それぞれの対は、高さ 5.5 m のモノポールが 4.17 m の間隔で立っており、両者はディレイケーブルを介し



第2図 WARF 受信用アレイアンテナのサブアレイ・ビーム形成システムブロック図



第3図 WARF 受信用アレイアンテナのビーム形成システム



第4図 WARF レーダの探査領域。受信所は Los Banos, 送信所は Lost Hills

て結合されている。ディレイケーブルにより、アンテナの指向性の東西方向を選択する⁽⁴⁾。アンテナの平均的な Front 対 Back 比は 13 dB となっている。

低仰角での発射特性を良くし、アンテナのインピーダンスを安定化するため、幅 22 m、長さ 2.6 km にわたって、約 0.6 m の大きさのメッシュの ground マットを施してある。アンテナ素子はインピーダンス整合をとらずに用いるが、給電の途中に低雑音増幅器を挿入し、6~26 MHz の周波数領域で、アレイアンテナの理論的指向性利得と同等の利得となるようにしてある⁽⁵⁾。

アレイは第2図に示すように、八つのサブアレイ群に分かれる。それぞれのサブアレイ群は 32 対の隣り合ったアレイエレメントから成っており、それぞれ同じ長さ (160 m) の同軸ケーブルで地下に作られた小屋へ導かれる。ここで 32 対のアンテナ出力は合成され一つの出力となる。このように合成された八つのサブアレイ群からの出力は増幅され、それぞれ等しい長さ (1290 m) の同軸ケーブルにより信号処理装置のあるトレーラ内へ導かれている。そこでは、第3図に示された信号処理が行われる。上記のすべての給電線は 0.5 インチの太さの foam-dielectric 同軸ケーブル (type RG-331/U) であり、更に恒温となるよう地下 4 フィートの深さに埋められている⁽⁵⁾。

第3図に示されるように、八つのサブアレイ群からの出力はアナログビーム形成器を通り、七つの扇形のビームに作られる。この扇形ビームは周波数 15 MHz で、幅が 0.5° (ただし、周波数 29 MHz ではビーム幅 0.25°) で、中心のビームからそれぞれ ±0.25°, ±0.5° 及び ±1° 離れた方位角特性をもっている。また、同時に、第3図からわかるように、デジタル的にビームを形成する

方法もとることができる。いずれの方法にせよ、中心ビームの方位角方向の回転角は真東 (90°)、真西 (270°) を中心とした ±32° の範囲で振ることができる。したがって、WARF レーダのカバー領域は第4図に示された範囲となる。

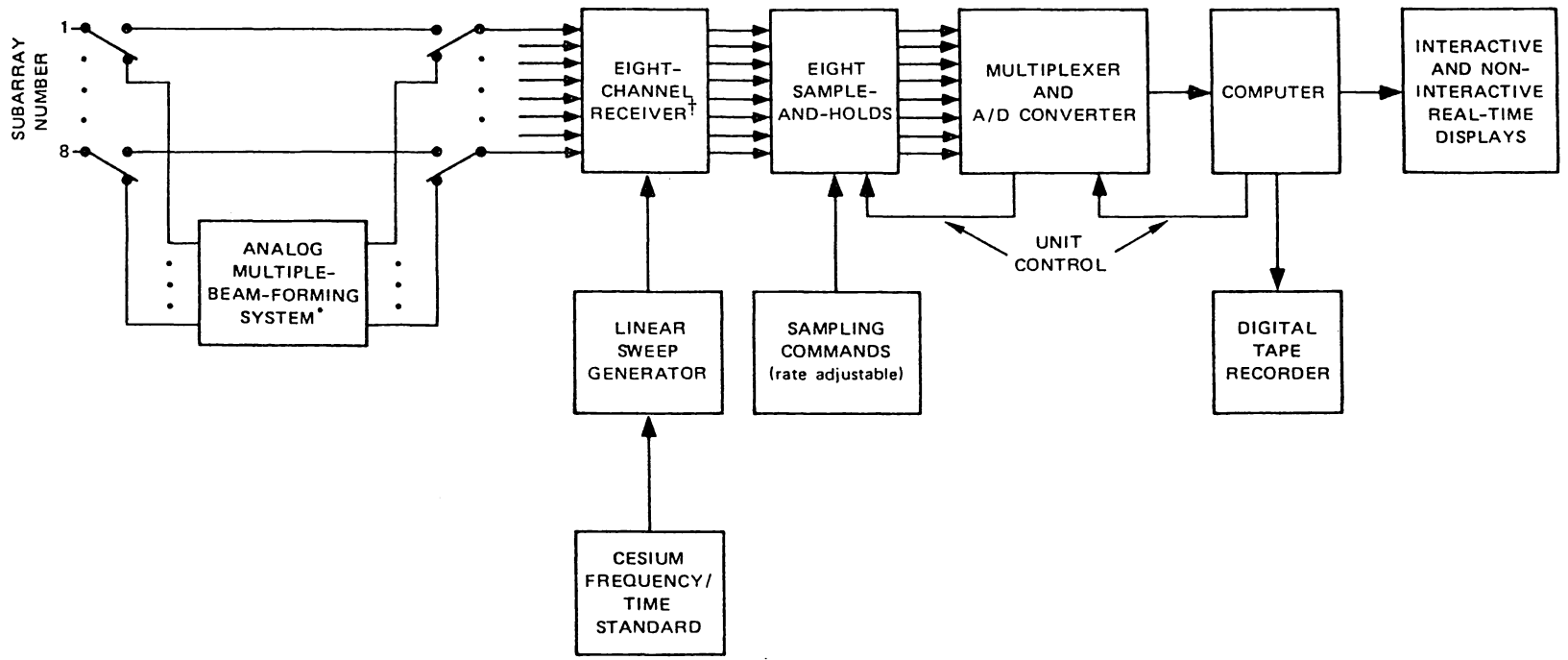
アナログビーム形成システムは、アレイからの同軸ケーブルに直列にディレイ用同軸ケーブルをリレースイッチを用いて付加する方法でビームの回転を行う。この方法はビームの回転を連続的にも、不連続的にも振ることができる。また、その操作は手動、自動、更に計算機によって行うことができる。

サイドロブを主ロブの -20 dB 以下とするため、ビーム形成の際に振幅の重み付け (“Dolph” amplitude taper) 処理が施される⁽⁶⁾。

第5図に Los Banos 受信所の SFCW 受信信号の処理、記録系のブロック図を示した。入力信号の流れは、サブアレイ群出力が直接 8 チャンネル受信装置へ入力する場合とビーム形成システムを通して入力する場合の 2 系統がある。SFCW 信号はローカル発振器からの信号とミックスされる。ローカル発振器の信号は、送信信号と同じ波形であるが、システムの IF として適当なだけ周波数を上げてある。ミキサ出力は、実時間表示のための処理をされたり、磁気テープに記録される。

第6図に 8 チャンネルの受信機のブロック図を示した。図中の点線で囲まれた部分が受信機の各チャンネルに相当する部分となる。第1表に受信機の諸元を示した。この受信機の特徴は、ダイナミックレンジが広いこと、利得や位相の安定性が良いこと、通過周波数帯域が可変なこと、及び低い雑音指数であることなどである。

広いダイナミックレンジの必要性は、帯域外の強い混



* Seven beams maximum; use up to seven receiver channels.

† A ninth channel is available as a spare and for channel-control applications (such as interference blanking).

第5図 WARF レーダの信号処理、記録システムのブロック図

第1表 受信機の諸特性

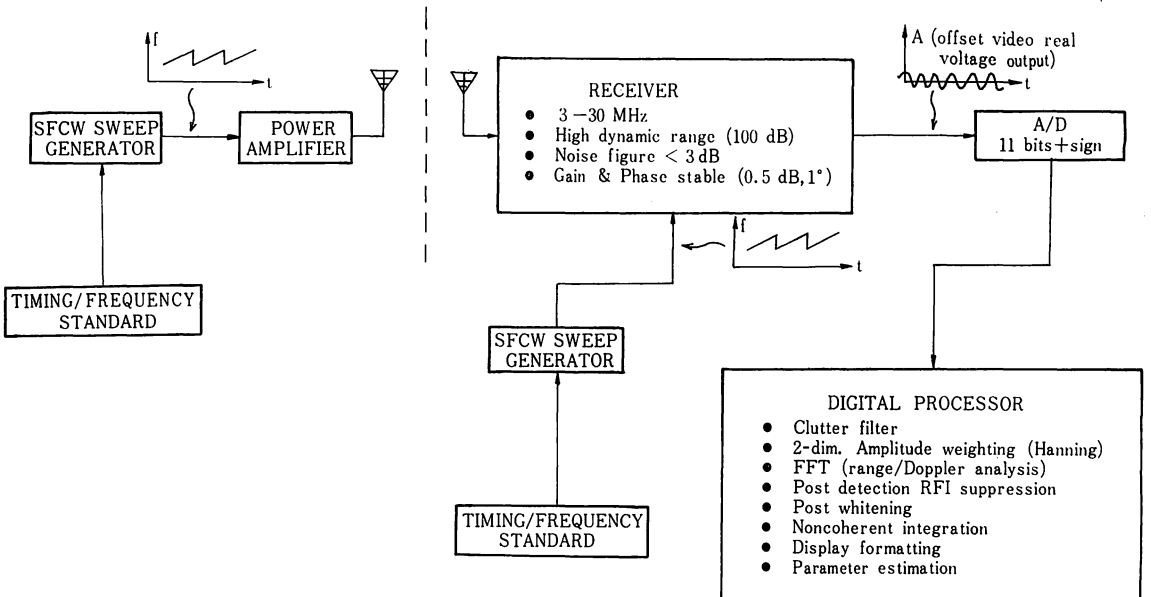
Frequency range	3-30 MHz
Noise figure	< 3 dB
Maximum signal	kTB noise+100 dB for all IF bandwidths (B)
IF Filter: 3 dB to 40 dB shape factor	<2.2 to 1
AGC tracking error between channels	<0.5 dB
Phase match over 80% of the final IF passband	±5°
Gain match over 80% of the 20 kHz passband	±0.5 dB
Currently available passbands	1.44 kHz centered at $f_0=370$ Hz; 780 Hz centered at $f_0=280$ Hz; 110 Hz centered at $f_0=400$ Hz*
Gain control modes Each channel:	
Self	Manual or automatic
Slave	Manual or automatic on the master channel. Cabling option allows automatic gain control to be derived from the channel having the largest signal output

* f_0 is the geometric mean of the cutoff frequencies (3 dB down points).

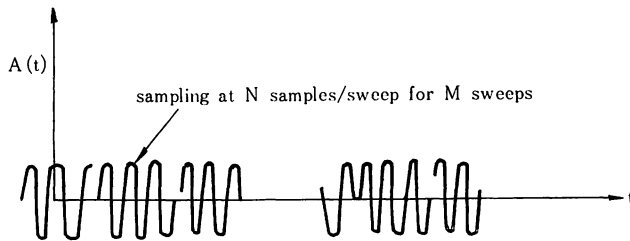
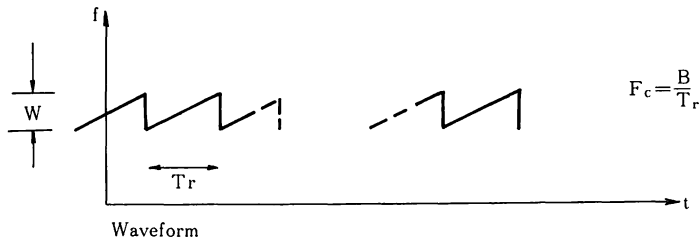
信波による混変調によって発生する帯域内の不必要な信号を防ぐため及び帯域内に強い信号があるときでもより弱い信号の識別ができるためである。利得や位相の安定化は振幅や位相の情報を使ってビーム形成が行われることから基本的な要求である。通過周波数帯域の可変性は、信号処理上でサンプリングレイトの変化に適合するように通過帯域幅を変えるために必要な性質である。雑音指数が低い (<10 dB) という要求は、外部雑音が卓

越している HF 帯で動作する通常の受信機では必要ではない。しかし、OTH レーダの場合、アンテナが単純なモノポールアレイで、VSWR が高く、更にアンテナと受信機の間長いケーブルを使用しているため、信号の減衰が極めて大きくなる。したがって、WARF レーダには特に低い雑音指数をもつ受信機が必要となってくる⁽⁵⁾。

3.3 信号波形及び信号処理



第7図 WARF レーダ波形発生及び処理のブロック図



第8図 受信機出力

WARF レーダ信号の変調形式は、SFCW 信号を比較的狭い ramp 周波数で繰り返し掃引する方法と SFCW 信号を比較的広い ramp 周波数で1回だけ掃引する方法の二通りがある。SFCW は100%の duty サイクルをもつので、混信が多い環境に極めて強く、また、オンライン処理にも適した便利な波形である⁽⁷⁾。

比較的広い ramp 周波数で掃引された信号は、普通電離層の steep-incidence イオノグラムや backscatter イオノグラムの作成に使われるもので、振幅対時間遅れを周波数の関係として求めるものである。基本的な信号処理は、局部の sweep generator からの信号と受信信号のミキシング (deramping)、増幅、オーディオ周波数への周波数通減、そしてその出力波形をスペクトル解析することである。

比較的狭い周波数範囲で ramp 掃引を繰り返して行う場合は、海面情報のモニタなどに使われるもので、エコー強度対時間遅れ、エコー強度対ドップラ周波数などについて解析処理が行われる。一つの掃引で得られた信号の解析から一つのレーダレンジ対エコー強度の情報が得られる。

第7図に WARF の SFCW レーダシステムの単純化したブロックを示した。送信所と受信所間の時刻同期は地表面波を用いて 10 μsec 以内の精度で保たれている。受信機は利得及び位相の安定化 (それぞれ 0.5 dB, 0.5° 以内) が図られ、3~30 MHz の周波数範囲で動作する。受信信号の大きな振幅変動に対して、100 dB にわたる自動利得調整が動作し、雑音指数は 3 dB 以下となっている。信号解析はミニコンピュータを使用し、オー

第2表 SFCW 信号信号処理の諸パラメータ間の関係

Basic Parameters

- W=Swept bandwidth
- Tr=Waveform repetition period (=1/fr)
- N=Samples/sweep
- M=Sweeps coherently processed
- T=Coherent integration period (=MTr=MN/fs)
- fs=Sample frequency (=Nfr)
- Wr=Receiver bandwidth (fs>2Wr)

Derived Quantities

- Time delay coverage (=TrWr/W)
- Time delay resolution (=1/W)
- Unambiguous Doppler coverage (=±fs/2)
- Doppler resolution (=fr/M)

ディオ信号出力のデジタルスペクトル解析が行われる。

バンド幅Wで Tr 秒ごとに繰り返し掃引された送信信号の波形例が、時間対瞬間周波数について第8図に示されている。

受信信号が適当な周波数 fs でサンプリングされており、1回の掃引でN個のサンプル点のデータが得られ、M回の掃引が行われる場合を取り上げ、信号処理の基本的事項をみよ。サンプリング周波数 fs はナイキスト周波数によって、受信バンド幅 Wr と fs>Wr/2 の関係にある。コヒーレントな積分時間 T は MTr となる。これらの必要な諸パラメータ間の関係を第2表に示した。

第3表 WARF OTH レーダシステムの諸量

	Main System	Backscatter Sounder	Vertical-Incidence Sounder
●Transmitting Site			
Power	20 kW CW	10 kW CW	10 W
Antennas	East 18-Element FTM Array, 9-26 MHz West 18-Element LPA Array, 6-30 MHz Both 205 m Long 6° Azimuthal Beamwidths at 15 MHz	Rotatable Horizontal LPA 6-30 MHz	Delta 2-13 MHz
Directive Gain	~20 dBi (at 15 MHz)	~13 dBi	~5 dBi
Coverage	±32° from E/W in 4° Steps		
●Receiving Site			
Antenna	2.5-km Array of 256 Whip Pairs 0.5° Azimuthal Beamwidth at 15 MHz		Delta
Directive Gain	~30 dBi		~5 dBi
Coverage	±32° from E/W in 0.25° Steps Electrically Steerable to East or West		
Operating-Frequency Selection	Spectrum Surveillance System		
●Combined System			
Power Product	$P_r G_r G_R = 93$ dBW at 15 MHz		
Waveform	SFCW		
	Ships	Aircraft	
Range Resolution	3 km	18 km	
Integration Time	12.8 sec	2.1 sec	
Dwell Period	25.6 sec	2.1 sec	
Cycle Time	30 sec	7.5 sec	
No. Receive Beams	5(×0.25°)	3(×0.50°)	
No. Range Cells	21	12	
Nominal Area Coverage Rate	4100 km ² /min	72000 km ² /min	
Automatic Detection and Tracking	Yes	Yes	

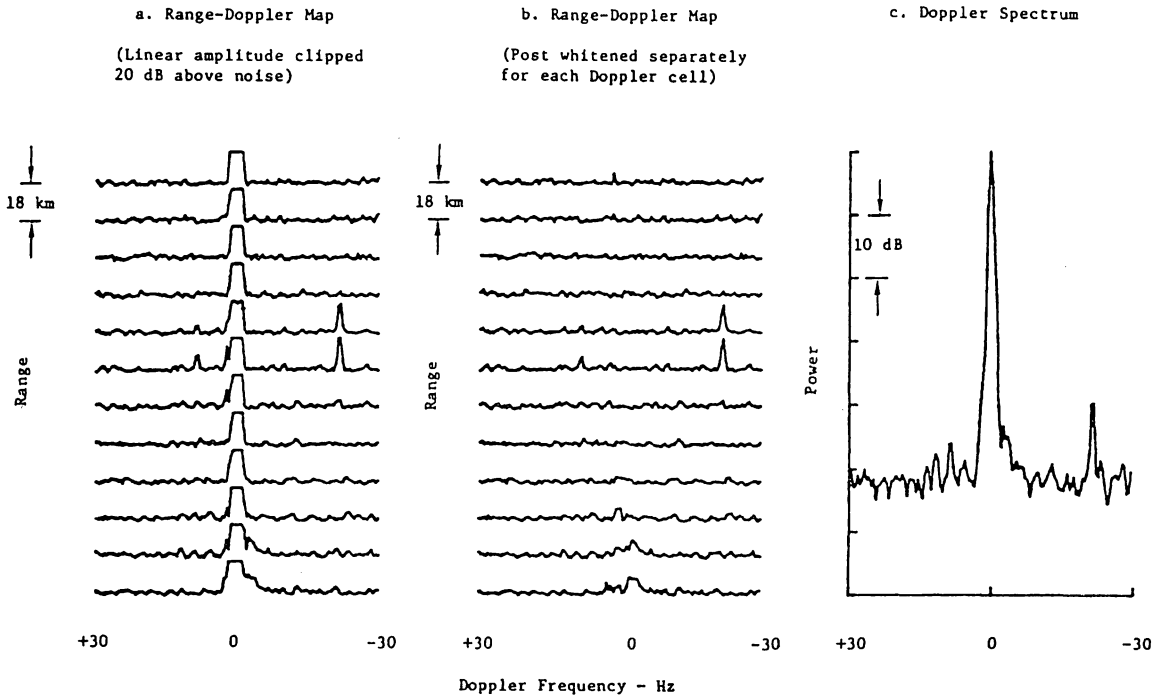
M×N個のサンプルのスペクトル解析において、それぞれ1回の掃引で得られるN個のサンプルについても、また、M回の掃引における解析においてもそれぞれ振幅の重み付け (Hanning による重み付け) 処理がなされる。

第3表には、WARF の OTH レーダシステムの諸元及び船舶や飛行機の監視、追跡に必要な諸パラメータの代表的な値を示した。

解析結果の解釈を容易にするため、特に船舶や飛行機の検出の際に識別が容易なように、通常 Range-Doppler 図を作成する。この図は次々に続く range セルのドップラ出力を1列に並べて示したものである。実際の運用

時のターゲットの追跡には、ターゲット識別アルゴリズムを作り、自動的に追跡を行う。第9図は飛行機の検出を行った Range-Doppler 図の例で、それぞれのレンジについて、ドップラ周波数対信号強度でプロットしたものである。強度については、表示感度を保つため、平均雑音レベルより20 dB高い値でクリップしてある。この図では、飛行機からエコーはドップラ周波数で-25 Hzの所に見える。第9-b図は、第9-a図と同時に得られたデータであるが、whitening 操作をそれぞれのセルについて行い、クラッタやRFIのような spread-range 信号を消した後に信号解析を行ったものである。

WARF レーダの繰返し掃引による backscatter デ



第9図 Range-Doppler 図及び Doppler スペクトル図. 飛行機からの反射波が -25 Hz に見える.

ータの表示方法で、第9-a、9-b図と共に、最も良くとられる方法は第9-c図に示した電力スペクトルである。第9図の例に用いられたレーダの諸パラメータは、クラッタエコー中にある細かい情報を犠牲にして、飛行機、ミサイル、流星などの高速で動くターゲットを検出するものである。反対に、クラッタの細かい構造や、その近傍のターゲットを検出するためには、バンド幅を増したり、積分時間を長くとる必要がある。WARFレーダでは時間-バンド幅の積を $10^4 \sim 10^7$ とっている。

第10図は第9図と違い、時間-バンド幅の積を大きく(2.56×10^6)とった一例で、海面反射エコーの例である⁽⁸⁾。レーダパラメータは、 $W=50$ kHz, $T_r=200$ msec, $N=16$, $M=256$ とし、積分時間は51.2秒と長くなっており、海面エコーの詳しい情報が得られる。海面によるスキッタはランダムプロセスなので、時間と空間に関する incoherent な平均をとることにより、結果のスペクトルの信頼性が増すことになる⁽⁹⁾。

3.4 混信対策

OTHレーダを用いてある特定の領域を探索する場合、最適なレーダ周波数は電離層電子密度分布の日変化に従って極めて大きな変動をする。更に、HF帯の電波の使用状況は既に混んでいるため、OTHレーダへの混信、又は他の受信局への妨害を極力避ける必要がある。

OTHレーダの運用時には、周波数掃引受信機で混信

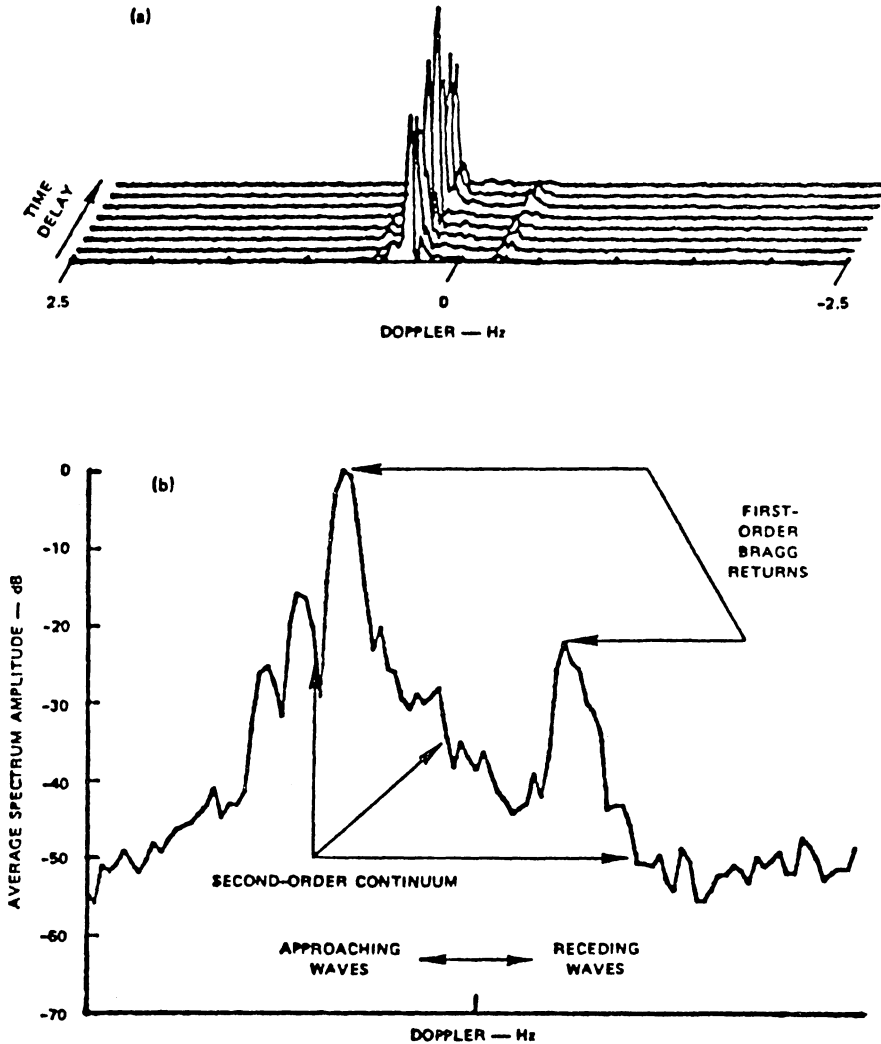
の少ない周波数帯を探す。レーダの運用に必要な周波数が比較的高い(14 MHz以上)場合は、通常、10~100 kHz程度の幅をもった混信の少ないチャンネルが見付かる。一方、運用周波数が低くなる(10 MHz以下)と、特に夜間では使用できるチャンネルが見付けにくい。

他の受信局への妨害を極力少くするために、送信電波が正規のバンド外に放射される量を少なくする必要がある。そのため、WARFレーダでは送信波の繰返し掃引において、時間領域に特別な重み付け処理を行っている⁽¹⁰⁾。また、受信信号に入ってきた空電などの衝撃性雑音や他の局からの混信は、スペクトル解析処理の前で極力除去するよう多くのアルゴリズムが用いられている⁽¹¹⁾。

3.5 伝搬状況の診断

電離層電子密度分布は複雑で激しい変動をするので、この変化に合わせて最適な運用パラメータを決めることは難しい。WARFでは最適な周波数やレンジゲイトを選ぶため実時間で電離層の観測を行っている。

WARFで行っている電離層観測の方法は、垂直打上げと斜め backscatter によるイオノグラムの取得を5分ごとに交互に行っている。垂直打上げによるイオノグラムから伝搬曲線を用いて斜め伝搬の状態を推定している⁽¹²⁾。この方法は、電離層が水平層状であることを仮定しているが、中緯度地域ではほぼ妥当な仮定といえる。



RANGE-DOPPLER-PROCESSED SEA-ECHO DOPPLER SPECTRUM. The mean Doppler spectrum is an average of Doppler spectra recorded at different range lines separated by 3 km. The first-order echoes produced by a resonant interaction between the radio waves and the ocean waves is sensitive to changes in the wind-direction field. The second-order sideband structure surrounding the stronger Bragg line is sensitive to changes in the directional ocean wave spectrum (Maresca, J. W., Jr. and C. T. Carlson, 1978).

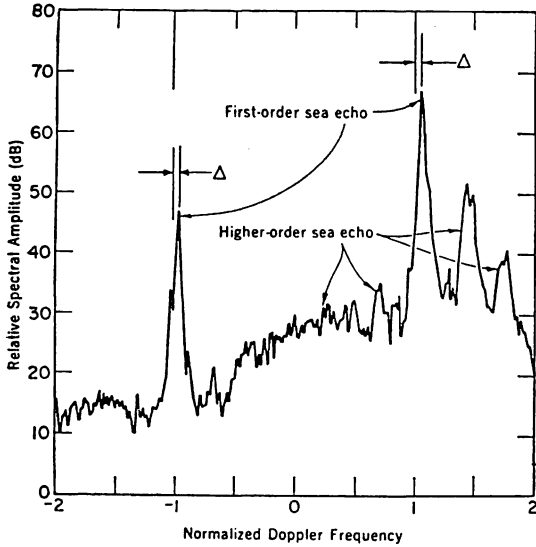
第10図 海面反射波のドップラスペクトル。海面情報を得るためにレンジの異なる場所から得られたドップラスペクトルを平均化する。

斜め backscatter イオノグラムからは、電離層電子密度分布の傾斜の様子や中〜大規模の電離層不規則構造を知ることができる⁽¹³⁾。

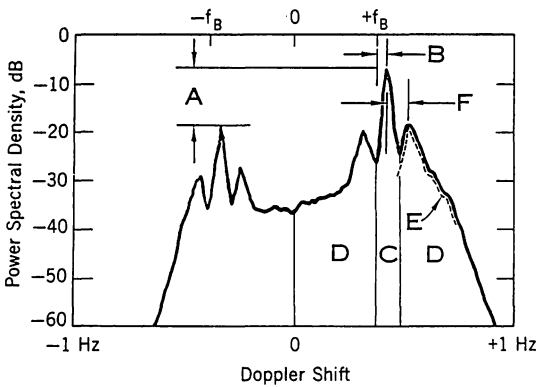
従来、イオノグラムから、種々のエネルギー損失（例えば吸収や発散など）の測定はできなかった。しかし、海面からのクラッタを使ってレーダ信号の較正が行える⁽¹⁴⁾。クラッタ対雑音比（CNR）を使って飛行機や船舶の追跡、探査における OTH レーダの信頼性の確認が

できる。CNR 値がある基準値よりも低くなったときには、別の新しいレーダ運用のパラメータを考える必要がある。WARF では backscatter の運用時に、そのときのレンジ、周波数での CNR 値を計算し、イオノグラム上に CNR の数値地図を作り、OTH レーダの効率的な運用の助けにしている。

4. OTH レーダの応用



第11図 海面反射波の代表的ドップラスペクトル。first order エコー (Bragg line) は波浪と電波の共鳴によって得られる。



- A — Short wind-wave direction (surface wind direction).
- B — Surface current.
- D/C — Rms wave height.
- E — Scalar ocean-wave spectrum.
- F — Frequency of dominant ocean wave.

第12図 海面情報とドップラスペクトルの関係

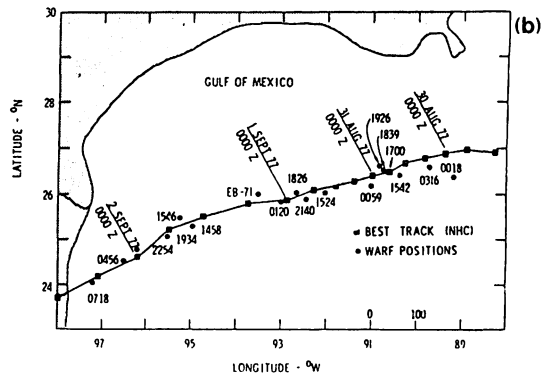
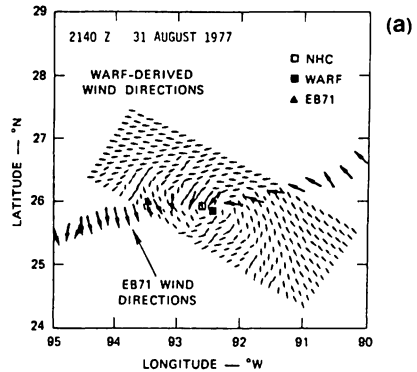
4.1 海面のモニタ

短波帯の電波による海面反射波のドップラスペクトルの一例を第11図に示した。この図は受信強度をドップラ周波数の関数として表したものである。ドップラシフト周波数は、キャリアの周波数を零とし、理論的に求めた基本的な first order エコー (又は、Bragg-scatter) の周波数位置を ±1 として正規化してある⁽⁹⁾。

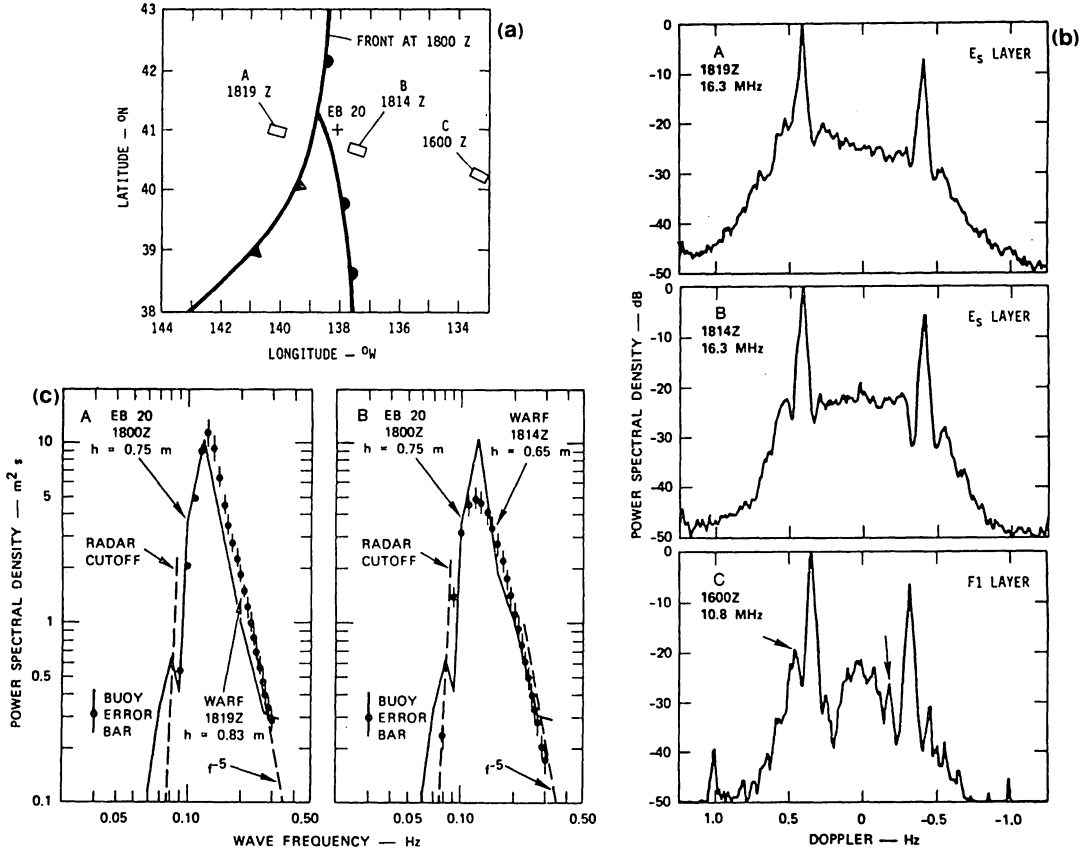
first order エコーは一連の海洋波浪がちょうど回折格子の役目を果たし、レーダの電波の波長が海洋波浪の波長の2倍となる一連の波浪成分によって散乱されたものである。レーダ位置から遠ざかる波浪によるもの及び近づいてくる波浪によるエコーのドップラ周波数はそれぞれ-1及び+1の正規化された値をとる。

first order エコーのほかにより強度の小さい higher order エコーが受信されている。higher order エコーは海面情報を多く含んでいる。海面の二つの波浪成分の非線形の流体力学的相互作用で作られた小さな海面成分からの散乱によるもの、及び海面波で多数回散乱反射してレーダ点へ戻ったものとの二つのメカニズムから second order エコーはできている⁽¹⁵⁾。

first order エコーから海面風の方向及び海面流が求められる。second order エコーの解析から rms 波高値や波浪のスペクトラムなどが得られる。第12図に海面情報とドップラスペクトラムの関係を模式的に示した。



第13図 WARF レーダによるメキシコ湾上のハリケーン (Anita) のリモートセンシング
(a) OTH レーダによる海上風の測定及びブイ (EB71) による海上風の直接測定結果の比較
(b) OTH レーダによるハリケーン (Anita) の位置の測定及び NHC (National Hurricane Center) による定位の比較



第 14 図 WRAF レーダによる海面のリモートセンシングの結果とブイによる直接測定との比較
 (a) レーダ及びブイによる測定位置と寒冷前線
 (b) A, B, C 点のモニターで得られた代表的なドップラスペクトル
 (c) A, B 点のモニターで得られた波浪のパワースペクトル

以下に主として米国で得られた OTH レーダによる海面モニタの成果について述べる⁽¹⁶⁾。

4.1.1 台風の追跡

海上の風向の作図は台風の位置の決定及び追跡における基本的で有効な方法といえる。風向の測定は、first order エコーから求まるので、電離層の状態が悪くてもデータの解析に及ぼす影響は少ない。WARF レーダで測定した台風のときの風向は、NDBO (National Data Buoy Office) で直接測定した風向と 10 度以内の誤差で一致した。

第 13 図に 1977 年 8 月 30 日～9 月 2 日のメキシコ湾上に発生したハリケーン Anita を WARF レーダで観測した結果を示した⁽¹⁷⁾。第 13 図(a)は 8 月 31 日 21 時 40 分の WARF レーダ観測から得られた風向地図と NDBO の EB 71 ブイによる風向の直接測定値とを比較したものである。風向測定点カリフォルニアのレーダ基地から約 3000 km も離れているにもかかわらず両者の風向はよく一致している。このような風向地図を 1 日 3～5

枚作成し、それぞれの時間について、台風の中心を求めたものが第 13 図(b)である。同図には、NOAA の NHC (National Hurricane Center) が飛行機、人工衛星、マイクロ波レーダなどの観測結果から決定した台風の進路を合わせて示してある。両者の方法で求められた進路の平均的な相違は 19 km であった。

このような風速地図を作ることにより、台風の移動がほぼ実時間で追跡できる。

4.1.2 RMS 波高値及び波浪スペクトル

波高値及び波浪スペクトルの情報は first order スペクトル (Bragg line) の周りがある、より弱い強度の higher order の部分に含まれる。この higher order の部分は信号汚染に敏感で、電離層伝搬の状態が良好なときのみ解析に使用される。

第 14 図はカリフォルニアのレーダ基地から約 1600 km 離れた北太平洋上の海面情報のモニター実験の結果である⁽¹⁸⁾。図には同時に行われたブイ (EB 20) による波浪の実測結果を合わせて示し、OTH レーダによる海面

モニタの精度の評価を行った。実験は第14図(a)に示されたように、寒冷前線を挟んだ三か所(A, B, C)のレーダ観測を行った。これら三か所の地点からの反射で得られた代表的なドップラスペクトルを第14図(b)に示した。A及びB地点のモニタ時にはE_s層による安定した伝搬状況であった。第14図(b)のA, B地点のモニタ結果のドップラスペクトルでは、二つのfirst order エコー(Bragg line)の間にあるhigher orderのパワーが強いことから、A, B地点では海面波浪が高いことがわかる。C地点のモニタ時にはF1層反射であり、やや伝搬状況が悪くmultipathによるBragg lineのイメージがドップラスペクトラムに出ている(図上の矢印)。第14図(c)はA, B両地点のブイ(EB 20)による波浪スペクトルの実測値(実線)とOTHレーダによる値(ドット)の両者を比較して示した。寒冷前線通過後のA点でのrms波高値(0.83 m)は前線の前面にあるB点のrms波高値(0.65 m)よりも高く、前線通過による波高の増加の様子を示している。ブイによる波浪測定値とOTHレーダによる測定値の不一致量は、それぞれの測定における推定誤差値よりも小さくなっている。

上記の波浪スペクトルのほかに、最近では「うねり」の周期、高さ、方向などもドップラスペクトルから測定されている。うねりは遠方海上の嵐によって発生するもので、方向性をもつ非常に周期の長い波浪である。レーダによるうねりの周期、高さ、方向の測定は、海上における実測値と10%以内の誤差で一致している⁽¹⁹⁾。

4.2 その他の応用例

4.2.1 航空監視

飛行機など飛翔体のOTHレーダによる監視技術や実験結果の多くは機密事項となっており入手が困難である。

WARFのOTHレーダを用いて、1978年4月25、26日に24時間にわたる飛行機の運行監視実験が行われた⁽²⁰⁾。その結果、電離層がやや乱れていたにもかかわらず、約85%の確率で飛行機のモニタができた。この実験時のレーダの監視領域は、レーダ基地から約1300 km離れた太平洋上であり、飛行機の平均運行速度は約1000 km/時であった。実験中にレーダ監視域を通過した飛行機は59機であり、その内FAA(Federal Aviation Administration)に登録されたものが53機、正体不明機が6機であった。FAAに登録された53機のうち45機が、つまり84.9%の確率でOTHレーダにより飛行機がモニタされた。また、6機の正体不明機のうち5機が、つまり83.3%の確率でモニタすることができた。

この実験の飛行機監視の精度は、range方向で37 km、

cross方向で15 km、またradial方向の速度で56 km/時、cross-range方向の速度で56 km/時であった。更に、判定に要した平均時間は25分であった。

4.2.2 船舶監視

船舶運行のOTHレーダによる監視技術の多くは飛翔体のモニタと同様に機密となっている。

1977年5月及び1978年5月にWARFのOTHレーダによるメキシコ湾上を航行する全長が20~25 m程度の小型の鉄製漁船のモニタ実験を行った⁽²¹⁾。実験結果は漁船そのものからの反射波の検出はなかなか難しいことがわかった。理由は、レーダ基地のあるカリフォルニアからメキシコ湾のモニタ領域まで約2600 km離れており、この距離が電波伝搬モードとして最も安定したE層又はE_s層による1回反射を使うには遠すぎ、したがって、F1層又はF2層による反射モードを使うようになったこと。また、実時間のモニタ実験では、信号の積分時間が12.8秒と短かったこと(後のoff-line処理で積分時間を51.2秒以上にしたところ、漁船からのエコーの検出が可能となった)。漁船が小型であるため散乱断面積が35 dBm²と小さな値であったことなどの理由がある。

しかし、この実験と同時にに行った漁船に搭載したトランスポンダ(レーダの信号を受信し、再び送信する信号反復器からの信号の受信は約80%の確率でモニタされた)。

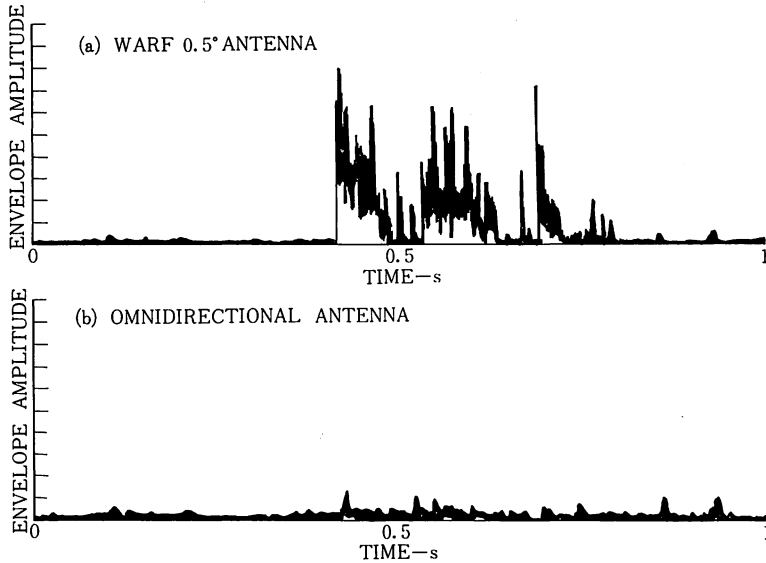
この実験から得られた、OTHレーダで小型漁船を検出するために考慮されねばならない諸事項は次のようになる。すなわち、ターゲットが近いこと(1000~2000 km)、電離層が安定していること(E, E_s層反射)、海面のクラッタを弱めるためにレーダのバンド幅を広く(200 kHz)すること、信号の積分時間が長いこと(~50秒)、ターゲットの散乱断面積が大きくなる共鳴周波数でレーダを運用すること、更に、海面からのクラッタのピークと船からのエコーを分離しやすいように、船の運行速度が十分に速いか又は零であること。

しかし、船が大型になれば、上記の諸項の制約は当然ゆるくなってくる。

4.2.3 気象前線、雷のモニタ

気象前線ではよく知られているように大気の激しい運動によって、雷放電をはじめに多くの大気電気が発生し、放電現象が生起している。OTHレーダでこれらの大気放電現象をモニタして、実時間で気象前線の位置、雷放電の発生場所、及び移動方向などを知り、気象の研究や予報、雷害の予防などへ応用できる⁽²²⁾。

第15図(a)はOTHレーダによる雷放電の受信例で、電離層による1回反射を経て到来した電波の振幅の時間



第15図 短波帯衝撃性空電雑音
(a) WARF レーダのアレイアンテナで受信
(b) 無指向性アンテナで受信

変動を示している。第15図(b)は、無指向性アンテナを使用して、同時に観測された空電の波形である。

4.2.4 流星エコーのモニタ

流星飛跡からのレーダ反射波は飛行機や船舶の監視時には妨害波となる。しかし、逆に OTH レーダによって流星エコーの特性を知ることができる⁽²²⁾。

WARF レーダの90分間の運用データから特に強いエコーを抽出し、解析した結果、流星エコーは次のような特性をもつことがわかった。

受信頻度；0.5/min~2.0/min

継続時間；95%<10 sec

レンジ幅；OTH の点標的からのスプレッドと同程度

ドップラ幅；平均4 Hz, 分散2.2 Hz

ドップラシフト；平均3.4 Hz, 分散1.1 Hz (at 13 MHz)

5. 各国の OTH レーダ開発状況

各国の OTH レーダ（軍関係の施設を除く）の特徴及び諸元を第4表に示す⁽²³⁾。

オーストラリアとカナダの両国は最近 skywave レーダの開発研究に着手した。両国とも軍関係機関がその開発研究に参加しており、詳細については機密事項となっている。

カナダの skywave レーダはその設置場所が高緯度にあるため、電波の伝搬特性がオーロラや磁気嵐などの影響を受けやすい。そのため電離層反射波の信号ひずみの

処理には特別な研究が必要となるだろう。また、カナダにとって skywave レーダ応用の主目的の一つは海底油田から石油取得のために海流、波浪、風速などの海面情報のモニタ、更に、北極海から流出する海水の監視にある。

オーストラリアは Jindalee にアメリカの WARF の OTH レーダとほぼ同規模の skywave レーダ施設を建設中である。ここではオーストラリア大陸の北側を通過する船舶の監視を主目的の一つとしている。

アメリカでは既に述べたように、bistatic FM-CW レーダを用いて、NOAA (National Oceanic and Atmospheric Administration) と SRI (Stanford Research Institute) International の共同により主に海面情報のモニタについて活発な研究開発が行われている。更に、海軍の研究所においても、E_s 層反射を用いた海面のリモートセンシングを行っている。

英国では南西部の Swindon 近郊で monostatic puls レーダを用いた実験が、Birmingham 大学と Appleton Laboratory の共同で行われている。送受信アンテナは49素子の mono-pole アレイアンテナで、6°のビーム幅（周波数10 MHz）である。主に海面のリモートセンシング実験を行っている。

フランスではパリ大学が monostatic puls レーダを用いて北海のリモートセンシングを行っている。送信アンテナはビーム幅10°で受信アンテナは32素子、ビーム幅4.5°のアレイアンテナを用いている。

第4表 各国の Skywave レーダ施設

	SRI — WARF	APPLETON — BIRMINGHAM	UNIVERSITY OF PARIS	CANADIAN/ U.S.A.F.	JINDALEE	UNIVERSITY OF NORTHERN QUEENSLAND	U.S. N.R.L. MADRE
LOCATION (T/R)	Lost Hills / Los Banos, Calif.	Near Swindon, S.W. England	Near Valensole, S.E. France	Rome, N.Y. / Ottawa, Ontario	Alice Springs, N.T., Australia	Townsville, Qld., Australia	Randle Cliff, Maryland
COVERAGE	E./W. \pm 32 deg (N.E. Pacific and Gulf of Mexico)	E./W. \pm 30 deg (Eastern Atlantic)	N./S. \pm 36 deg (North Sea)	N.E. \pm 35 deg (N. Atlantic and Labrador Sea)	N.N.W. \pm 32 deg (N. of Australia)	360 deg (S.W. Pacific)	77 deg \pm 30 deg
RECEIVE BEAMWIDTH	0.5 deg at 15 MHz	6 deg at 10 MHz	3 deg at 15 MHz	4 deg at 15 MHz	< 0.5 deg at 15 MHz	24 deg at 21.84 MHz	13 deg at 13.5 MHz
RECEIVE ANTENNA TYPE	256 vertical twin-monopole elements broadside, 2.5 km long	49 element broadband fan-type monopole, 300 m long	32 vertical monopoles broadside, 400 m long	42 vertical monopoles broadside, 576 m long	256 vertical broadbanded twin-monopole elements 2.77 km long	Mechanically rotatable array of yagis with corner reflectors	Two rows of horizontal dipoles 13 — 26 MHz 98 m long
TRANSMIT BEAMWIDTH	6 deg	Same as receive	7.5 deg at 15 MHz	60 deg rotatable	~ 6 deg	Same as receive	Same as receive
TRANSMIT ANTENNA TYPE	18-el. vertical LPA (W) 18-el. folded monopole (E) both 205 m long	Same as receive	16 wideband monopoles with reflecting screen, 150 m long	Horizontal LPA 6.5 — 30 MHz	16-el. vertical LPA	Same as receive	Same as receive
MODULATION	FMCW 50 kHz, 5 Hz chirp	500 μ s pulse 20 pps	300 — 1000 μ s pulse 5 — 100 pps	FMCW 50 kHz, 5 Hz chirp	FMCW	500 — 1000 μ s pulses 25 — 50 pps	30 — 1000 μ s pulses
TRANSMIT POWER	20 kW CW	100 kW peak	100 kW peak	5 kW CW	~ 200 kW CW	20 kW peak	2.5 MW peak
IONOSPHERIC SOUNDINGS	FMCW vertical and oblique backscatter 10 kW, 6 — 30 MHz	Pulse vertical and oblique backscatter using radar transmitter	Pulse vertical and oblique backscatter	FMCW vertical and oblique backscatter	FMCW vertical and oblique backscatter	None	None
REMARKS		Rhombic transmit and circular DF receiving arrays also available	Longer array to look N.W. under construction	Receive array tapered for -19 dB side lobes	Under construction — some parameters are estimates	21.84 MHz only. Skywave work discontinued.	Sea-state work discontinued. Has been used with WHITE HOUSE 1100 m receiving array

6. おわりに

アメリカをはじめ、フランス、イギリス、カナダ、オーストラリアなどで skywave レーダの施設を建設し、積極的にリモートセンシング技術の研究開発が行われている。既に述べたように海面情報のモニタ、台風の追跡、飛行機や船舶の監視などに多くの成果が得られている。

我国は四方を海に囲まれているため、skywave レーダを設置する利益は多大であろう。日本の中央部にレーダがあれば、北はベーリング海から南はメラネシア付近までの広大な領域のリモートセンシングが可能である。

南方洋上の海面モニタを行うことにより、台風の発生移動方向が実時間で追跡でき、気象衛星や気象観測船の一部業務を補間することができる。更に、船舶の運行に際して、海面情報特に波高値、海流方向、海洋風などの情報を得ることは、船の燃料費や航海時間の節減に極めて有意なことであろう。また、大小の漁船、定期航路の高船やタンカーの運行の監視、並びに位置、気象、海洋情報の船への提供なども多くの実利となるだろう。更に、海難の監視や救助システムへの応用研究も考えられよう。

電離層のモニタから広範囲にわたる電離層電子密度分布の様子、特に TID (Travelling Ionospheric Disturbance) や Es (sporadic E) 層などの情報が実時間で入手できる。したがって、例えば特定の場所に設置されたトランスポンダからのレスポンスを知る方法などにより直接 MUF (Maximum Usable Frequency) や LUF (Lowest Useful Frequency) 値を実時間で得ることができるので、短波通信回線の予報警報に応用できよう。

更に、流星飛跡の観測、北方洋上の流水のモニタ、雷放電、気象前線のモニタなどにも skywave レーダは応用できよう。

一方、skywave レーダ観測の実施について問題点が幾つかある。例えば、施設の規模が極めて大きくなること。電離層の反射波を利用するため、信号汚染が大きくなり、観測データの信頼性が電離層の状態に左右されること。更に、高出力送信並びに高感度の受信のため、他局への妨害や逆に他の送信局からの干渉対策なども実施にあたっては考慮する必要がある。

参考文献

- (1) Headrick, J.M. and Skolnik, M.I.; "Over-the-Horizon Radar in HF Band", Proc. IEEE, **62**, 6, 1974.
- (2) Skolnik, M.I., Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, 2nd ed., London, 1976.
- (3) Washburn, T.W., Sweeney, L.E. Jr., Barnum, J.R. and Zavoli, W.B., Development of HF Skywave Radar for Remote Sensing Application, AGARD Conference Proc., 263, 1979.
- (4) Evans, P.C., Lomasney, L.M., Marshall, W.F. and Barnum, J.R.; "OTH Radar Performance Improvement with Twin-Whip Endfire Receiving Pair (Twerp) Elements at WARF", Technical Rep. 36, Contract N00014-75-C-0930, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif., Nov. 1976.
- (5) Phillips, A.C. and Cole C.A.; "An Eight-Channel Coherent Receiver to Support Studies of Digital Adaptive Beamforming at HF", Technical Rep. 24, Contract N00014-70-C-0413, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif., April 1974.
- (6) Washburn, T.W., Sweeney, L.E. Jr., Griffiths, L.J. and Westover, D.E.; "Adaptive Beamforming Techniques for HF Backscatter Radar", Technical Rep. 33, Contract N00014-70-C-0413, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif., Jan. 1976.
- (7) Barrick, D.E.; "FM/CW Radar Signals and Digital Processing", NOAA Technical Rep. ERL 283-WPL 26, 1973.
- (8) Maresca, J.W. Jr. and Calson, C.T.; "Tracking and Monitoring Hurricanes by HF Skywave Radar over the Gulf of Mexico", Final Rep., SRI International, Menlo Park, Calif., 1978.
- (9) Barrick, D.E., Headrick, J.M., Bogle, R.W. and Crombie, D.D.; "Sea Backscatter at HF: Interpretation and Utilization of the Echo", Proc. IEEE, **62**, 6, 1974.
- (10) Barnum, J.R., Marchall, W.F. and Phillips, A.C.; SRI Technical Report, 1979.
- (11) McKinney, D. and Zavoli, W.B.; "Suppression of Impulsive Noise in OTH-B Radars", Technical Rep. 25, SRI International, Menlo Park, Calif., 1974.
- (12) Kotaki, M. and Georges, T.M.; "Ionospheric Diagnostics for Skywave Sea-State Radar", NOAA Technical Memo., ERL WPL-97, 1982.
- (13) Croft, T.A.; "Skywave Backscatter: A Means

- for Observing Our Environment at Great Distances", *Rev. Geophys. Space Phys.*, **10**, 1, 1972.
- (14) Zavoli, W. B., Elpel, E. A., Washburn, T. W. and Sweeney, L. E. Jr. ; "A Technique for Producing Wide-Sweep Sensitivity Soundings with Applications to OTH-B Radar Propagation Management", SRI Technical Rep. 32, Contract N00014-70-C-0413, 1975.
- (15) Barrick, D. E., Remote Sensing of Sea State by Radar, Remote Sensing of Troposphere, V. E. Derr, Ed., Chap. 12, U. S. Govt. Print. Off., Wash. D. C., 1972.
- (16) Georges, T. M. ; "Progress Toward a Practical Skywave Sea-State Radar", *IEEE Trans.* **AP-28**, 6, 1980.
- (17) Maresca, J. W. and Calson, C. T. ; "HF skywave rader measurements of hurricane Anita", *Science*, 209, 1980.
- (18) Maresca, J. W. and Georges, T. M. ; "Measuring rms wave hight and the scalar ocean wave spectrum with HF skywave radar", *J. Geophys. Res.*, **85**, 1980.
- (19) Lipa B. J., Barrick, D. E., Maresca, J. W. Jr. and Teague, C. C. ; "HF radar measurements of ocean swell parameters", *J. Geophys. Res.*, **85**, 1980.
- (20) Zavoli, W. B., Washburn, T. W. and Westover, D. ; "Twenty-Four Hour Continuos Aircraft Surveillance at WARF, April 1978", Technical Rep. 42, Contract N00014-75-C-0930, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif. 1978.
- (21) Barnum, J. R. and Maresca, J. W. ; "Long-Range Detection and Tracking of Small Fishing Vessels by Skywave Over-The-Horizon Radar", Technical Rep. 51, Contract N00014-75-C-0930, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif., 1980.
- (22) Zavoli, W. B. and Westover, D. E. ; "A model for OTH-Radar Data", Technical Rep. 35, Contract N00014-75-C-0930, Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif., 1976.
- (23) Georges, T. M. and Maresca, J. W. Jr. ; "Report on the Skywave Sea-State-Radar Workshop held in Rockville, Maryland, 20-22 May 1981", NOAA Technical Memo., ERL WPL-81, 1981.

