

# 小型船舶に搭載する民生用マグネトロンレーダの信号処理 ——ペリオドグラムを用いた2次エコー除去——

伊藤 恭夫<sup>†</sup>      中山 純一<sup>††</sup>

A New Signal Processing for Magnetron Radar: 2nd-Trace Echo Cancellation by means of Periodogram

Yasuo ITO<sup>†</sup> and Junichi NAKAYAMA<sup>††</sup>

あらまし 海上を安全に航行するためには、高速で接近するターゲットを早期に探知して短時間で回避する必要があり、レーダの  $SN$  比の改善とドップラーシフトから瞬時にターゲットの速度を計測する機能が求められる。計測可能な速度範囲を優先して送信繰り返し周波数を高くすると、本来と異なる位置に2次エコーが現れ危険である。そこで本研究では、2次エコーを除去する新しいアルゴリズムとして、マグネトロンの初期位相がランダムかつ白色であることを用いたペリオドグラム法を開発した。実際に X バンドマグネトロンを用いたパルスドップラーレーダを試作して探知実験を行い、そのアルゴリズムの有効性を示す。

キーワード レーダ、マグネトロン、コヒーレント処理、マッチドフィルタ、デジタル信号処理、確率

## 1. ま え が き

近年 20 [kt] (= 37.04km/h) 以上で航行する船舶が増加している [1]。また、船舶の衝突事故全体の 1/3 を小型漁船が占めている [2]。レーダに速度計測機能があり、高速で接近する他船を早期に探知できれば、それらの衝突事故を回避できる可能性がある。しかし、民生用の船舶用マグネトロンレーダでは、標的の速度を計測するために 30 秒から 1 分程度かかるのが現状である。そこで、本論文では受信信号の位相情報を用いて短時間で速度を計測する方法を議論する。

当面の設計目標として、計測できる最大速度（自船と他船との相対速度） $v_{max}$  を 60 [kt] (= 111.1 [km/h])、最大探知距離  $L_{max}$  を 12 [NM] (= 22.4 [km]) と設定する。これは、12 [NM] 離れた位置にあり相対速度 60 [kt] で接近する他船を、衝突予想時刻の 12 分前に発見できることを意味する。

マグネトロンを用いたパルスドップラーレーダは、

気象レーダとして既開発されている [3]~[6]。ここでは、速度計測のためのダブルパルス法 [7] や、計測可能な速度範囲と探知距離を拡大するスタガー法 [8] などが用いられている。しかし、次節で述べるように、船舶用レーダと気象レーダでは設計条件が大きく異なる。小型船舶ではアンテナの小型化が必要となるため、X バンドが使用される。その場合、計測可能な速度範囲を広くすれば、不定性のない探知距離が短くなり、結果的に2次エコーが発生することになる。また、船舶用レーダではアンテナ回転数を下げられないため、実用的な速度計測を実現するには2次エコーが除去できる新たな信号処理が必要となる。そこで本論文では、2次エコーの除去の新しい方法として、マグネトロンの初期位相がランダムかつ白色であることを利用したペリオドグラム法を提案する。民生用の船舶用レーダの設計条件、理論的考察、コンピュータシミュレーションと実験結果を述べ、ペリオドグラム法の有効性を示す。

## 2. 船舶用レーダの設計条件

### 2.1 準 備

デジタル信号処理の基礎となるサンプリング周期を  $T_s$  とする。レーダは周期的にバーストパルスを送信す

<sup>†</sup> 古野電気株式会社, 西宮市  
FURUNO ELECTORC CO., LTD., 9-52 Ashihara-cho,  
Nishinomiya-shi, 662-8580 Japan

<sup>††</sup> 京都工芸繊維大学名誉教授, 京都市  
Professor Emeritus, Kyoto Institute of Technology, Kyoto-  
shi, 606-8585 Japan

表 1 試作 X バンドレーダの仕様  
Table 1 Specifications of a X-band radar.

水平ビーム幅 (3dB 幅)	$\theta_B$	1.9	度
アンテナ回転数	$\omega_m$	24	$rpm$
送信キャリア周波数	$f_c$	9410 ± 30	$MHz$
送信出力	$P_O$	25	$KW$
パルス幅	$P_w$	0.7	$\mu s$
送信繰り返し周波数	$f_1$	4734.8	$Hz$
平均送信繰り返し周波数	$f_p$	1180	$Hz$
サンプリング周波数	$f_s$	20	$MHz$
送信繰り返し周波数分周比	$N_1$	4224	

るものとし、 $k$  番目の送信時刻を  $t_k$  とする。

$$t_k = kT_1 = kN_1T_s = \frac{k}{f_1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

$T_1 = N_1T_s$  は送信周期、 $f_1 = 1/T_1$  は送信繰り返し周波数、 $N_1$  は整数である。また、以下では、 $t_k$  から  $t_{k+1}$  までの区間を受信区間  $k$  と呼ぶ。また、本論文のシミュレーションと実験では、 $T_s = 50ns$ 、サンプリング周波数  $f_s = 20MHz$  としている。(表 1 参照。)

## 2.2 不定性のない速度と探知距離の積

パルスドップラーレーダにおいて、不定性のない最大探知距離  $L_{max}$  と不定性のない最大計測速度  $v_{max}$  の積は、送信キャリアの波長  $\lambda_c$  に比例する [9]。

$$L_{max}v_{max} = \frac{c\lambda_c}{8} \quad (2)$$

$$L_{max} = \frac{c}{2f_1}, \quad v_{max} = \frac{\lambda_c f_1}{4} \quad (3)$$

ここで、 $c$  は光速である。この関係から、長い探知距離と高い最大計測速度を同時に実現するには、波長の長いキャリアが必要であることが分かる。例えば、X バンドよりも S バンドを用いるべきである。

標的までの距離  $L$  が、 $L_{max} < L < 2L_{max}$  である場合には、距離の折り返しが発生し、 $L - L_{max}$  の距離にある標的からのエコーであると誤認されて、レーダ画面に表示される。これが 2 次エコーと呼ばれる現象である [10]。

## 2.3 小型船舶

小型船舶に搭載するにはアンテナを小型化する必要がある。小型のアンテナでビーム幅を狭くするには、キャリアの波長を短くする必要がある。このため多くの漁船は X バンドを用いている。

X バンドレーダの具体例として表 1 の数値を用いれば、式 (3) より、 $L_{max} = 17.1 [NM]$  ( $= 31.7 [km]$ )、 $v_{max} = 73.4 [kt]$  ( $= 135.9 [km/h]$ ) となって、設計目標を満たす。しかし、瀬戸内海などを航行する場合、

17.1 [NM] 以上にある山脈からのエコーが 2 次エコーとして受信される場合がある。真のターゲットエコーを覆い隠すので、2 次エコーの除去が重要となる。

## 2.4 アンテナ回転数

衝突事故を回避するには、周囲の状況を短時間で把握する必要がある。そのため、アンテナを高速に回転することが望ましい。その一方、突風や船体の動揺のため、安定した高速回転を実現することは難しい。これらを勘案して、民生用の船舶用レーダでは、アンテナ回転数  $\omega_m$  を 20 [rpm] 以上にすることとされている。また、良好な方位分解能を得るため、アンテナビーム幅  $\theta_B$  を狭くする必要がある。このため、ある方位の点標的を観測できる時間幅  $T_{op}$  は制限されて、次式となる [10]。(注 1)

$$T_{ob} = \frac{\theta_B}{6\omega_m} \quad (4)$$

標的に照射されるパルス数  $M$  は、 $M = T_{ob}f_1$  となる。表 1 の数値を用いると  $M = 63$  となるが、 $-3.5dB$  のアンテナビーム幅を使えば  $M = 66$  となる。本論文では、 $M = 64$  とみなして議論する。

アンテナ回転数  $\omega_m$  を下げられないため、 $M$  を大きくできない。これは、気象レーダにはない条件であるが(注 2)、船舶用レーダにとって本質的な制約条件になる。また、 $M$  が大きくないので、多数の受信データを前提とする統計的な手法が使えないことを意味する。

## 2.5 マグネトロンのデューティー比

上記制約に加えて、マグネトロンのパルス発振にはデューティー比  $D_{ty}$  の制限が加わる [3], [9]。実験で用いたマグネトロン (e2v 社製 MG5436) [11] では、 $D_{ty}$  を 0.1% 以下にする必要がある。表 1 の場合、すなわち、繰り返し周波数  $f_1 = 4734.8 [Hz]$ 、パルス幅  $P_w = 0.7 [\mu s]$  で連続パルス発振すれば、 $D_{ty} = f_1 P_w \approx 0.33\%$  となり、 $D_{ty}$  の制約を満たさない。そこで、間欠周期送信 (図 1 参照) を採用し、単位時間当たりの送信パルス数を  $f_p = f_1/N_R$  に減らす。 $N_R$  を低減比、 $f_p$  を平均繰り返し周波

(注 1): 波浪や風などの自然環境のため、一般に海面上の船舶や漂流物は加速度運動する。しかし、微小時間幅  $T_{ob}$  においては、それらは定速度運動するとみなし、特殊相対性理論を暗黙に用いる。その理論よれば、絶対座標系は存在せず、全ての物理法則はどの慣性系でも同じである。このため、慣性系の設定には自由度がある。この論文では、レーダとともに定速度運動する慣性系を想定する。すなわち、レーダとともに定速度運動する時計を用いて時間を計測し、また、レーダとともに定速度運動する物差しを用いてレーダからの距離を計測する。

(注 2): 文献 [3] では、代表的な気象レーダの例として、アンテナ回転数  $\omega_m = 2 [rpm]$  の場合が紹介されている。

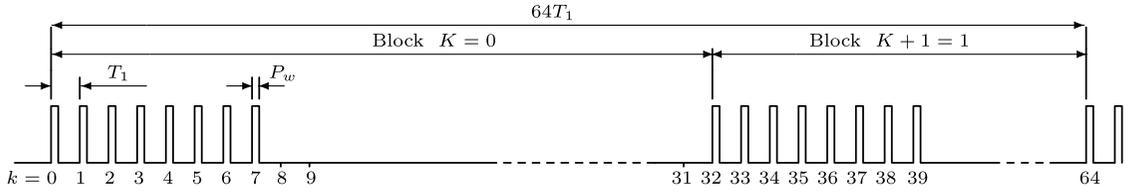


図1 間欠周期送信  
Fig. 1 Poly-pulse transmission.

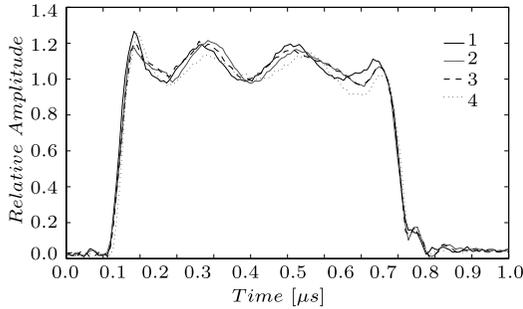


図2 マグネトロン送信信号の振幅  
Fig. 2 Amplitude of magnetron pulses.

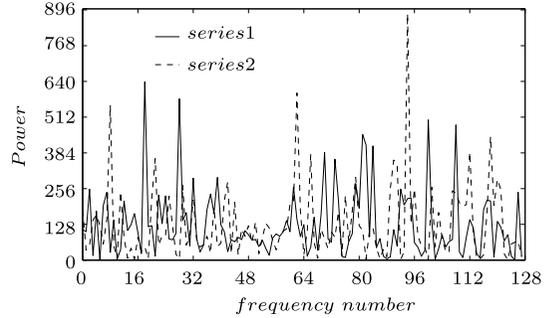


図4 初期位相系列のペリオドグラム  
Fig. 4 Periodogram of initial phases.

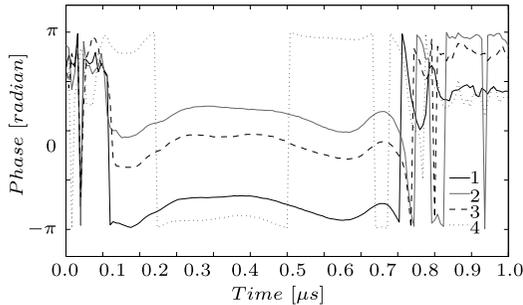


図3 マグネトロン送信信号の位相  
Fig. 3 Phase of magnetron pulses.

数と呼ぶ。以下では、低減比を  $N_R = 4$  として、 $D_{ty} = P_w f_1 / N_R = 0.083\%$  としている。

しかし、 $N_R = 4$  とすればターゲットに照射されるパルス数が、 $M/N_R$  に減少することが欠点になる。

### 2.6 マグネトロンの送信波形と初期位相

図2と図3は、上記のマグネトロンで、連続した4回の送信パルスを実測したベースバンド波形である。図2に振幅、図3に位相を表し、数字は送信の順番を示す。パルスは  $0.1[\mu s]$  に始まり  $0.8[\mu s]$  で終了していて、パルス幅は  $0.7[\mu s]$  である。送信の始めと終わりの部分では比較的大きく位相が変化している。しかし、送信ごとの位相の形（以下で  $\Theta(t)$  で表す位相変動成分）は同じで、オフセット値（以下で  $\theta_k$  で表

す初期位相）が異なっていることが分かる [12]。

まず、実験データを用いて初期位相  $\theta_k$  の性質を調べた。フェーザー列  $\{e^{j\theta_k}\}$  の自己相関関数がほぼデルタ関数となるため、 $\{e^{j\theta_k}\}$  は白色雑音とみなせることを確認した。次に、初期位相から生成されるフェーザー列のスペクトルを考えよう。

$$\{e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{127}}\} \quad (5)$$

$$\{e^{j\theta_{128}}, e^{j\theta_{129}}, \dots, e^{j\theta_{255}}\} \quad (6)$$

式(5)(6)は、二つの見本系列であり、それぞれ連続する128個の実測した初期位相  $\theta_k$  から作成した。図4は、それらをFFTしたスペクトルの絶対値の2乗を表し、横軸は周波数番号である。周波数番号軸上で、スペクトルは集中することなく、拡散している。これは、スペクトル拡散と呼ばれる現象である。また、スペクトルは激しく振動して高いピークをもち、見本系列ごとに形状もピークとなる周波数番号（以下では、ピーク周波数番号と呼ぶ）も異なる。これは、確率過程論でよく知られた、ペリオドグラムの性質である [13], [14]。気象レーダでは、スペクトルの拡散を利用した2次エコーの除去方法が研究されてきた [3], [9]。しかし、本論文では、このようなペリオドグラムの性質を用いた信号処理を新たに提案する。

### 3. 動作解析

マグネトロン機のデューティ比の制限のため、図 1 に示す間欠周期送信を行う。

送信パルス波  $\hat{x}_k(t)$  の振幅  $A_k$  を、 $A (> 0)$  または 0 に設定して間欠周期送信を表す。送信振幅として単純な方形パルスモデルを用いるものとするれば、

$$\hat{x}_k(t) = A_k u(t-t_k) e^{j\{2\pi f_c(t-t_k) + \Theta(t-t_k) + \theta_k\}} \quad (7)$$

$$A_k = \begin{cases} A, & \text{mod}(k, 32) < 8 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < P_w = N_p T_s \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\text{mod}(k, 32)$  は  $k/32$  の剰余を表す。 $P_w$  はパルス幅、 $N_p$  はパルス幅を記述する整数である。

1 次エコーを検出し、2 次エコーを除去することが目的であるので、1 次エコーを発生する標的 1 と 2 次エコーを発生する標的 2 を考える。標的  $i$  ( $= 1, 2$ ) は  $t = 0$  においてレーダから距離  $L^{[i]}$  [m] にあり、一定速度  $v^{[i]}$  [m/s] でレーダから遠ざかっているとす。

標的の距離  $L^{[i]}$  [m] は、1 次エコーまたは 2 次エコーであるための次の条件を満たすものとする。

$$L^{[1]} < L_{max} < L^{[2]}, \quad L_{max} = \frac{cN_1 T_s}{2} \quad (10)$$

上記 2 個の標的があるとき、受信区間  $k$  に現れるエコー信号は一般に、送信信号  $\hat{x}_k(t)$  に対する標的 1 による 1 次エコー  $\hat{s}_k^{[1]}(t)$  と、同じく  $\hat{x}_{k-1}(t)$  に対する標的 2 による 2 次エコー  $\hat{s}_{k-1}^{[2]}(t)$  の和となる。

$$\hat{s}_k^{[c]}(t) = \hat{s}_k^{[1]}(t) + \hat{s}_{k-1}^{[2]}(t) \quad (11)$$

ただし、 $\text{mod}(k-1, 32) = 0$  となる受信区間  $k-1$  では 2 次エコーが存在せず、1 次エコーだけになる (図 5 参照、この図では視覚的に区別できるように、1 次エコーと 2 次エコーを異なる形状のパルスとして描いている)。

ここで、上付き文字  $^{[c]}$  は、1 次エコーと 2 次エコーが混合した信号を表す。 $\hat{s}_k^{[i]}(t)$  は、送信パルス波  $\hat{x}_k(t)$  の時間遅れとして次式で表される [15]。

$$\hat{s}_k^{[i]}(t) = \gamma^{[i]} \hat{x}_k(t - t_R^{[i]}(t)) \quad (12)$$

$$t_R^{[i]}(t) = \frac{2(L^{[i]} + v^{[i]}t)}{c + v^{[i]}} \quad (13)$$

ここで、 $\gamma^{[i]}$  は標的  $i$  による散乱と伝搬による損失を

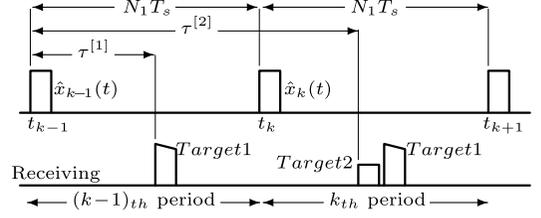


図 5 1 次エコーと 2 次エコー、間欠周期送信の場合  
Fig. 5 1st, 2nd trace echos, Poly pulse transmission.

表す定数である。標的は低速 ( $v^{[i]} \ll c$ ) であり、 $T_{op}$  が短く  $2T_{op} \cdot v^{[i]}/c \ll T_s$  を満たすものとするれば、式 (7) (12) (13) より  $\hat{s}_k^{[i]}(t)$  は次式で近似できる。

$$\hat{s}_k^{[i]}(t) = \gamma^{[i]} A_k u(t-t_k-\tau^{[i]}) e^{j\{\Theta(t-t_k-\tau^{[i]}) + \theta_k\}} \times e^{j\{2\pi f_c(t-t_k-\tau^{[i]}) - 2\pi f_d^{[i]}(t-\tau^{[i]})\}}, \quad (14)$$

$$f_d^{[i]} = \frac{2v^{[i]}}{c} f_c, \quad \tau^{[i]} = \frac{2L^{[i]}}{c}, \quad (i = 1, 2) \quad (15)$$

$f_d^{[i]}$  は標的  $i$  のドップラー周波数であり、 $\tau^{[i]}$  は標的  $i$  の伝搬遅延時間である。

$\tau^{[i]}$  が  $T_s$  の整数倍となることは希であるので、

$$\tau^{[1]} = n^{[1]} T_s + \epsilon^{[1]}, \quad 0 \leq \epsilon^{[1]} < T_s \quad (16)$$

$$\tau^{[2]} = (N_1 + n^{[2]}) T_s + \epsilon^{[2]}, \quad 0 \leq \epsilon^{[2]} < T_s \quad (17)$$

と置く。 $n^{[1]}$  は  $\tau^{[1]}/T_s$  の整数部分、 $N_1 + n^{[2]}$  は  $\tau^{[2]}/T_s$  の整数部分であり、 $\epsilon^{[i]}$  は時間軸上での量子化誤差を表す。 $f_d^{[i]}$  が決定できれば、標的  $i$  の速度は  $v^{[i]} = c f_d^{[i]}/2f_c$  から計算できる。

因子  $e^{j\theta_k}$  のために、 $\hat{s}_k^{[i]}(t)$  は番号  $k$  に関してランダムな信号系列となる。1 次エコーに含まれるそのランダム性を除去するため、送信信号を重みとするマッチドフィルタ (以下では MF と略記) を用いる。まず、送信信号と受信信号をベースバンド信号に変換し、次に周期  $T_s$  で周期的にサンプリングして時系列に変換する。

$$x_k(n) = \gamma \hat{x}_k(t) \Big|_{t=nT_s} e^{-2\pi j f_l t} \quad (18)$$

$$s_k^{[i]}(n) = \hat{s}_k^{[i]}(t) \Big|_{t=nT_s} e^{-2\pi j f_l t} \quad (19)$$

ここで、 $f_l = f_{SL} + f_{2L}$  は STALO の発振周波数  $f_{SL}$  と、直交検波器の第 2 局部発振周波数  $f_{2L}$  の和である (図 15 参照)。 $\gamma$  は回路の減衰を表す定数である。受信区間  $k$  における信号 (11) の MF 出力  $y_k^{[c]}(m)$  は、次式で表される。

$$y_k^{[c]}(m) = y_k^{[1]}(m) + y_k^{[2]}(m) \quad (20)$$

$$y_k^{[1]}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k^{[1]}(n)[x_k(n-m)]^* \quad (21)$$

$$y_k^{[2]}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_{k-1}^{[2]}(n)[x_k(n-m)]^* \quad (22)$$

ここでアスタリスクは複素共役を表し、 $m$  は遅延を表す整数である。式 (7) (14) (16) (17) を用い、また、 $u(t)$  が矩形パルスであることを用いて計算すれば、以下の関係式を得る。

$$y_k^{[1]}(m) = |A_k|^2 e^{-2\pi j f_d^{[1]} t_k} \alpha^{[1]}(m) g^{[1]}(m) \quad (23)$$

$$y_k^{[2]}(m) = A_{k-1} A_k^* e^{j(\theta_{k-1} - \theta_k)} e^{-2\pi j f_d^{[2]} t_{k-1}} \times \alpha^{[2]}(m) g^{[2]}(m) \quad (24)$$

$$\alpha^{[i]}(m) = e^{2\pi j [(f_c - f_d^{[i]})((m-n^{[i]})T_s - \epsilon^{[i]}) - f_l m T_s]} \quad (25)$$

$$g^{[i]}(m) = \gamma^* \gamma^{[i]} \sum_{h=0}^{N_p-1} u(hT_s + (m-n^{[i]})T_s - \epsilon^{[i]}) \times e^{j[\Theta(hT_s + (m-n^{[i]})T_s - \epsilon^{[i]}) - \Theta(hT_s)]} \times e^{-2\pi j f_d^{[i]} h T_s} \quad (26)$$

式 (23) (24) より、MF 出力  $y_k^{[1]}(m)$  と  $y_k^{[2]}(m)$  は、 $k$  に関する因子と  $m$  に依存する因子の積になっていることが分かる。

まず  $k$  に関する因子に注目する。位相因子  $e^{j(\theta_{k-1} - \theta_k)}$  が含まれるため、 $m$  を固定するとき、 $y_k^{[2]}(m)$  は  $k$  に関してランダムな信号系列である。このため2次エコーの信号系列をFFTすると、スペクトルはペリオドグラムの性質をもち、スペクトルの形やピーク周波数番号は見本ごとに異なることが期待できる。

一方、1次エコー  $y_k^{[1]}(m)$  は、MFによりランダムな位相因子がキャンセルされてコヒーレントになる。これはよく知られた Coherent on Receive の原理である [16]。

$e^{-2\pi j f_d^{[1]} t_k} = e^{-2\pi j f_d^{[1]} k N_1 T_s}$  であるから、 $y_k^{[1]}(m)$  は  $k$  に関して正弦波系列になっているので、FFTを用いてドップラー周波数  $f_d^{[1]}$  を推定する。

次に  $k$  に依存しない因子を考える。 $\alpha^{[i]}(m)$  は位相因子であり、 $|\alpha^{[i]}(m)| = 1$  である。 $g^{[i]}(m)$  は標的の位置情報を与える振幅因子である。式 (26) における因子  $e^{-2\pi j f_d^{[i]} h T_s}$  は 1 と近似できる。それは、 $|f_d^{[i]}|$  は  $f_1/2$  以下であり、また、 $hT_s$  はパルス幅  $P_w = 0.7 [\mu s]$  以下であるので、 $|f_d^{[i]}| h T_s \ll 1$  となるためである。

$u(t)$  が矩形波であるので、 $m > n^{[i]} + N_p$  または、 $m < n^{[i]} - N_p$  のとき、 $g^{[i]}(m) = 0$  である。仮に  $\epsilon^{[i]} = 0$  であれば、 $m = n^{[i]}$  のとき  $g^{[i]}(m)$  は最大値、

$$|g^{[i]}(n^{[i]})| = |\gamma^* \gamma^{[i]}| N_p \quad (27)$$

をとる。これは、任意の波形  $\Theta(t)$  に対して成立する。 $\epsilon^{[i]} \neq 0$  のとき、実測した  $\Theta(t)$  を用いて、式 (26) を数値的に評価した。 $0 < \epsilon^{[i]} < T_s$  に対して、 $m = n^{[i]}$  のときに振幅  $|g^{[i]}(m)|$  は最大値となるが、式 (27) に比べて最大 1.8%劣化し、そのとき  $g^{[i]}(m)$  は、 $0.05 [\text{rad}]$  の位相誤差を含むことが分かった。

#### 4. 間欠周期送信とペリオドグラム法

上で、 $T_{ob}$  間に照射可能なパルス数は  $M = 64$  であると述べた。以下では、 $M/2 = 32$  個の受信区間を1ブロックとし、2ブロックの信号処理を行う (図1参照)。ブロック  $K$  は、 $k = 32K$  から  $k = 32K + 31$  までの受信区間で構成されるものとする。

1次エコーと2次エコーを分けて議論する。まず、 $i = 1$  または  $i = 2$  においてブロック  $K$  と  $K + 1$  の2ブロックのMF出力  $y_k^{[i]}(m)$  を、64点FFT処理してスペクトル  $Y_{K,K+1}^{[i]}(f, m)$  を計算する。

$$Y_{K,K+1}^{[i]}(f, m) = Y_K^{[i]}(f, m) + Y_{K+1}^{[i]}(f, m) \\ f = -31, -30, \dots, 0, 1, 2, \dots, 32 \quad (28)$$

ここで、 $f$  は周波数番号である。実際には右辺の  $Y_K^{[i]}(f, m)$  と  $Y_{K+1}^{[i]}(f, m)$  は個別に計算される。

$$Y_K^{[i]}(f, m) = \sum_{k=32K}^{32K+31} y_k^{[i]}(m) e^{2\pi j \frac{(k-32K)}{64} f} \quad (29)$$

$$Y_{K+1}^{[i]}(f, m) = \sum_{k=32K+32}^{32K+63} y_k^{[i]}(m) e^{2\pi j \frac{(k-32K)}{64} f} \quad (30)$$

これらの式は、 $k$  に関する32個の和であるが、式 (8) (23) により、 $\text{mod}(k, 32) \geq 8$  を満たす  $k$  については、 $y_k^{[i]}(m) = 0$  であるので、実際には高々8個の和である<sup>(注3)</sup>。次に、ピーク周波数番号を計算する。

$$f_K^{[pk]}(m) = \max_{-31 \leq f \leq 32} |Y_K^{[i]}(f, m)|^2 \quad (31)$$

$$f_{K+1}^{[pk]}(m) = \max_{-31 \leq f \leq 32} |Y_{K+1}^{[i]}(f, m)|^2 \quad (32)$$

もし1次エコーなら、式 (29)、(30) の  $y_k^{[i]}(m)$  が  $k$  に

(注3) : 2次エコーについては7個の和になる。

ついて正弦波となり、 $f_K^{[pk]}(m) = f_{K+1}^{[pk]}(m)$ となる。もし2次エコーなら、 $Y_K^{[2]}(f, m)$ と $Y_{K+1}^{[2]}(f, m)$ はペリオドグラムの性質をもち、 $f_K^{[pk]}(m) \neq f_{K+1}^{[pk]}(m)$ となるのが期待できる。実際の信号処理では雑音が存在するので、整数  $d$  (詳細は後述) を設定し、不等式

$$|f_K^{[pk]}(m) - f_{K+1}^{[pk]}(m)| \leq d \quad (33)$$

が成り立てば1次エコーであると判定する。この場合には、式(28)を計算して、ピーク周波数番号  $f_{K,K+1}^{[pk]}(m)$ 、速度  $v_{K,K+1}(m)$  とエコー強度  $I_{K,K+1}(m)$  を次式で計算する(注4)。

$$f_{K,K+1}^{[pk]}(m) = \max_{-31 \leq f \leq 32} |Y_{K,K+1}^{[i]}(f, m)|^2 \quad (34)$$

$$v_{K,K+1}(m) = \frac{cf_1}{2f_c} \frac{f_{K,K+1}^{[pk]}(m)}{64} \quad (35)$$

$$I_{K,K+1}(m) = \frac{1}{(16)^2} [|Y_{K,K+1}^{[i]}(f, m)|^2]_{f=f_{K,K+1}^{[pk]}(m)} \quad (36)$$

$mT_s$  は遅延時間であるので、これらは距離  $L = cmT_s/2$  にある標的に関する量である。

逆に、式(33)が成り立たない場合には、雑音であるか2次エコーであると判断する。その判断を表す目印として、速度は0を、エコー強度は小さな固定値(以下の例では、 $10^{-2}$ )を出力する。

$$v_{K,K+1}(m) = 0 \quad (37)$$

$$I_{K,K+1}(m) = 10^{-2} \quad (38)$$

式(34)–(38)が示すようにペリオドグラム法では、1次エコーであると判定した場合だけ、エコー強度と速度を計算する。これは、従来のダブルパルス法などにない新しい方法である。しかし、雑音がある場合には1次エコーであっても式(33)が成立しない場合があり、また、雑音であっても2次エコーであっても式(33)が成立する場合がある。これを考慮した  $d$  の設定については、後に議論する。

### 5. 計算機シミュレーション

上では初期位相の不規則性のみを考えた。計算機シミュレーションでは、更に雑音を加え、表2に示す4個の標的(A, B, C, D)を設定する。ただし、表2の

表2 シミュレーションのための標的設定  
Table 2 Targets for simulation.

標的	距離 [m]	速度 [m/s]	遅延時間 [ $\mu$ s]
A	$L^{[A]} = 926$	$v^{[A]} = -25$	6.2
B	$L^{[B]} = 3L^{[A]}$	$v^{[B]} = 25$	18.5
C	$L^{[C]} = L^{[A]} + c/(2f_1)$	$v^{[C]} = -14$	217.4(6.2)
D	$L^{[D]} = 2L^{[A]} + c/(2f_1)$	$v^{[D]} = -14$	223.5(12.4)

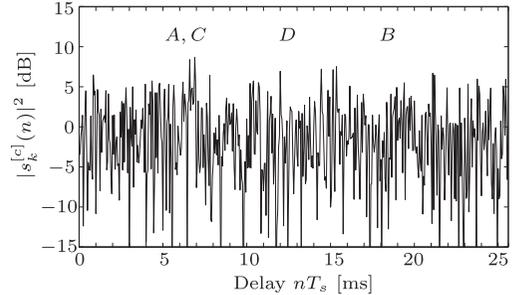


図6 受信信号 ( $k = 1$ )  
Fig. 6 Received signal ( $k = 1$ ).

遅延時間は参考値であり、括弧内の数値は折り返された遅延時間を表す。標的A, Bは1次エコーを、標的C, Dは2次エコーを発生する。この設定では、標的Aからの1次エコーは、標的Cからの2次エコーと時間軸上で重なる。 $i = A, B, C, D$ を標的を特定する記号として、ベースバンドでの受信信号を次式で表す。

$$s_k^{[c]}(n) = \sum_{i=A,B} s_k^{[i]}(n) + \sum_{i=C,D} s_{k-1}^{[i]}(n) + w_k(n) \quad (39)$$

ここで、 $s_k^{[i]}(n)$ と $s_{k-1}^{[i]}(n)$ は、式(14)と式(19)を用いて計算する。ただし、送信波形 $x_k(n)$ として実測値を用い、また、複素ガウス白色雑音 $w_k(n)$ として平均0、分散1の複素ガウス乱数を用いた。以下の議論では、 $w_k(n)$ の分散値(雑音電力)を基準値(0dB)とし、各標的からのエコー電力を-3dBに設定した。

図6は、信号電力 $|s_k^{[c]}(n)|^2$ の一例である。SN比が-3dBと低いため、標的からのエコーは明瞭ではない。この信号をMFに通せば、その出力 $y_k^{[c]}(m)$ は

$$y_k^{[c]}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k^{[c]}(n)[x_k(n-m)]^* \quad (40)$$

となる。図7は、出力 $|y_k^{[c]}(m)|^2$ の見本過程を示す。MFによりSN比が改善されることが分かる。標的A, Cは時間軸上で重なり、それらの位相関係により、標的A, Cの電力はB, Dより高い値となっている。

(注4) :  $|s_k^{[c]}(n)|^2$  や  $|y_k^{[c]}(m)|^2$ 、 $I_{K,K+1}(m)$  は全て電力の次元をもつが、他と区別するため本論文では  $I_{K,K+1}(m)$  を強度と呼ぶ。

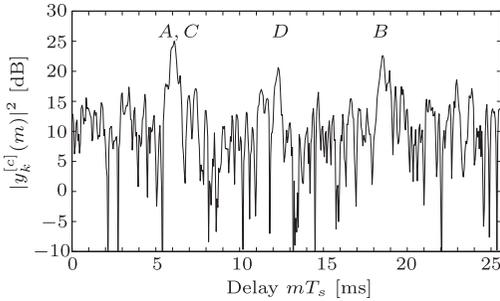


図7 マッチドフィルタ (MF) 出力 ( $k = 1$ )  
Fig. 7 output power of matched filter (MF) ( $k = 1$ ).

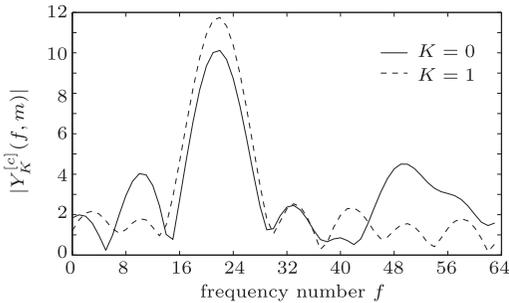


図8 1次エコー  $B$  のペリオドグラム ( $m = 370$ )  
Fig. 8 Periodogram of the 1st-trace echo ( $m = 370$ ).

式 (29) 右辺の  $y_k^{[i]}(m)$  を  $y_k^{[c]}(m)$  に置き換えたものを  $Y_K^{[c]}(f, m)$ 、また、式 (30) の  $y_k^{[i]}(m)$  を  $y_k^{[c]}(m)$  に置き換えたものを  $Y_{K+1}^{[c]}(f, m)$  とする。

標的 B からのエコーは、 $m = 370$  ( $mT_s = 18.5 \mu\text{s}$ ) に現れる。そこで、 $m = 370$  と置いて、 $|Y_K^{[c]}(f, m)|$  と  $|Y_{K+1}^{[c]}(f, m)|$  の見本を図 8 に描いた。ピーク周波数番号が一致しているので、1次エコーと判断する。標的 D のエコーは、 $m = 246$  ( $mT_s = 12.4 \mu\text{s}$ ) に現れる。その  $m$  に対する  $|Y_K^{[c]}(f, m)|$  と  $|Y_{K+1}^{[c]}(f, m)|$  を図 9 に示す。この場合、ピーク周波数番号が異なるので、2次エコーと判断する。これが、ペリオドグラム法の原理である。

$d = 3$  とおいて、各  $m$  ごとにこのような判定を繰り返し、エコー強度  $I_{K,K+1}(m)$  と速度  $v_{K,K+1}(m)$  を数値計算した。その結果を図 10 と図 11 に示す。図 10 において、標的 A、C と標的 B は、三角屋根をもつパルスとして検出されており、その幅はおおよそ送信パルス幅  $P_w = N_p T_s$  の 2 倍である。しかし、雑音であっても 2 次エコーであっても、ピーク周波数番号が一致することがある。そのため、雑音は幅の狭いスパイク状パルスとして現れている。これは確率的現象で

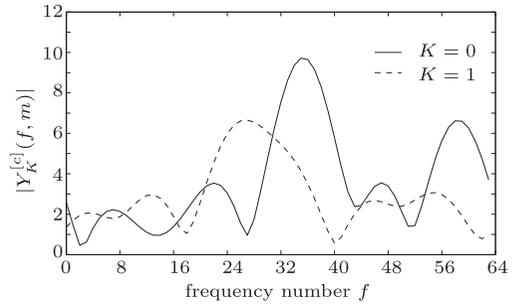


図9 2次エコー  $D$  のペリオドグラム ( $m = 246$ )  
Fig. 9 Periodogram of the 2nd-trace echo ( $m = 246$ ).

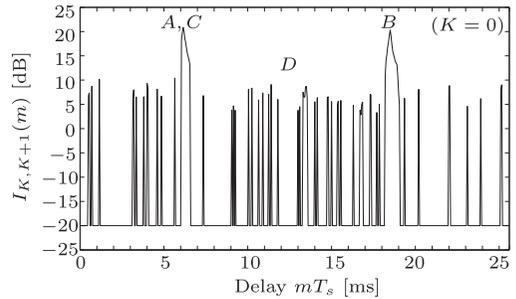


図10 ペリオドグラム法による  $I_{K,K+1}(m)$   
Fig. 10  $I_{K,K+1}(m)$  by periodogram method.

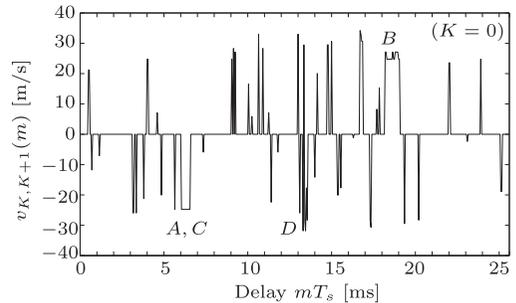


図11 ペリオドグラム法による  $v_{K,K+1}(m)$   
Fig. 11  $v_{K,K+1}(m)$  by periodogram method.

あって、時間軸上でのスパイク状パルスの出現位置は、初期位相と印加雑音系列の見本ごとに変化する。しかし、この見本では、2次エコーとなる標的 D は除去されている。式 (38) の設定により、1次エコーでないとは判定した場合には、エコー強度  $I_{K,K+1}(m)$  は  $-20\text{dB}$  になっている。パルス幅の差異を使えば、雑音によるスパイク状パルスを除去可能であるが、そのような処理を行わず、以下では裸のデータを用いて議論する。

図 11 は速度を表す。速度は量子化されるため<sup>(注5)</sup>、

(注5) : 64 点 FFT の場合、式 (35) より速度の量子化幅は、 $\Delta v = 1.179 [\text{m/s}]$  となる。また、 $21 \times \Delta v = 24.76 [\text{m/s}]$  である。

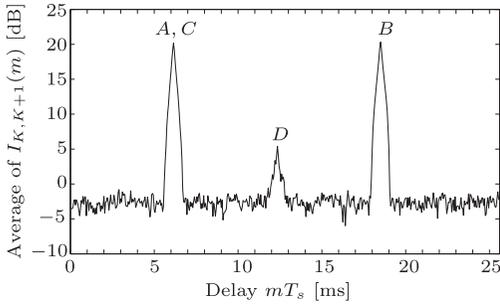


図 12  $I_{K,K+1}$  の平均値 (256 samples)  
Fig. 12 Average of  $I_{K,K+1}$  (256 samples).

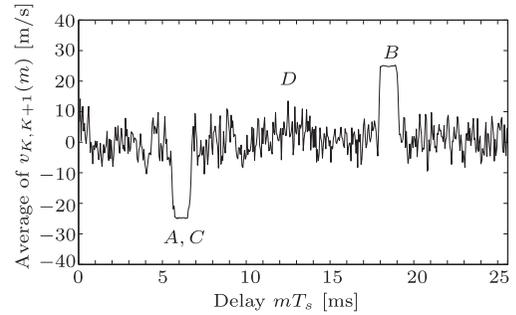


図 13  $v_{K,K+1}$  の平均値 (256 samples)  
Fig. 13 Average of  $v_{K,K+1}$  (256 samples).

A, C の速度は  $-24.76 [m/s]$  となっており, 真値 ( $-25 [m/s]$ ) に近い. 一方, この見本では, B の速度は真値付近で変動しており,  $\pm 2.3 [m/s]$  程度の誤差をもつことが分かる. ペリオドグラム法では 1 次エコーと判定した場合だけ, 速度の計算を行うので, 標的 C の影響を受けず, 標的 A の速度が正しく検出されている. また, 雑音を 1 次エコーであると判定した場合には, スパイク状のパルスとなって現れている.

以上の結果は, 一つの見本過程に関するものである. 次に, 統計的観点から, ペリオドグラム法の特徴を調べよう. 256 組の実測送信波形  $x_k(n)$  と疑似乱数のサンプルを用いて, エコー強度  $I_{K,K+1}(m)$  の平均値と速度  $v_{K,K+1}(m)$  の平均値を計算した.

図 12 に, エコー強度  $I_{K,K+1}(m)$  のアンサンブル平均を描いた. 1 次エコー B の強度は  $20.8\text{dB}$  であり, 1 次エコーと 2 次エコーが重なる A, C の強度も同じく  $20.8\text{dB}$  である. これは, アンサンブル平均すれば 2 次エコー C の影響を無視できることを示唆している. 2 次エコーを 1 次エコーであると誤認する確率が 0 でないため, 図 10 とは異なり, 2 次エコー D が現れている. その強度は  $5.9\text{dB}$  であり, 2 次エコーが抑圧されていることが分かる. また, 雑音の強度は  $-2.7\text{dB}$  になっている.

図 13 は, 速度  $v_{K,K+1}(m)$  のアンサンブル平均である. 1 次エコーと 2 次エコーが重なる A, C の速度も 1 次エコー B の速度も頂点がほぼ平坦なパルスとして検出されている. これら検出された速度は真値に近い. 特に, A, C の速度は, A の速度として検出されており, 2 次エコー C の影響が除去されていることが分かる. 一方, 2 次エコー D の速度は真値 ( $-14\text{m/s}$ ) とは大きく異なっている.

以上は,  $d = 3$  と設定した場合のアンサンブル平均

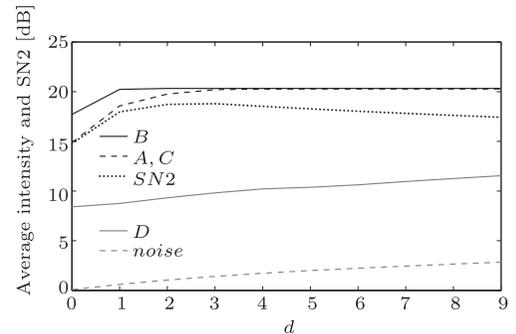


図 14 平均強度と SN2 の  $d$  依存性  
Fig. 14 Average intensity and SN2 vs  $d$ .

を議論した. 一般に,  $d$  が小さいと式 (33) が成り立つ確率が減少し, 1 次エコーの検出確率が低下する. 逆に  $d$  が大きいと雑音や 2 次エコーを 1 次エコーと誤って判断する確率が高くなると予想できる. そこで,  $d$  依存性を図 14 に描いた.  $d$  が 0 から増加するとき, 雑音の強度と 2 次エコー D の強度は単調に増加する. 一方, 1 次エコー B の強度は増加するが,  $d = 1$  を越えると飽和する. 1 次エコーと 2 次エコーが重なる A, C は  $d = 3$  を越えると飽和する. A, C の強度と雑音の強度の比を SN2 とすれば,  $d = 3$  で SN2 は最大になっている. また,  $d = 3$  とすれば, A, C の速度は, A の速度として検出されている. これらのことから, 1 次エコーと 2 次エコーが重なる状況で, 1 次エコー A を検出するには,  $d = 3$  と設定すべきであることが分かる.

## 6. 実験

試作した X バンドレーダのブロック図を図 15 に, 主な仕様を表 1 に示す. アンテナからの受信信号と, マグネトロンからの送信信号は, 送信タイミングで切り替

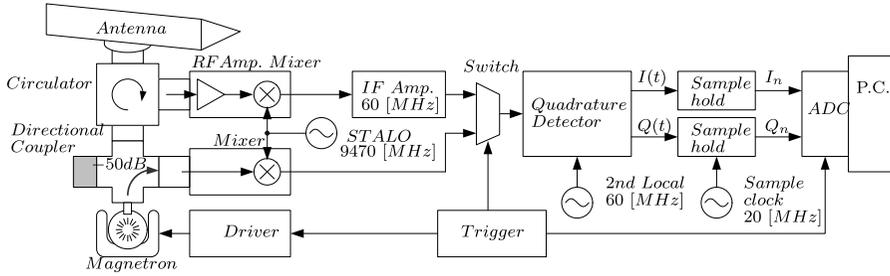


図 15 実験装置

Fig. 15 The block diagram of an experimental X-band radar.

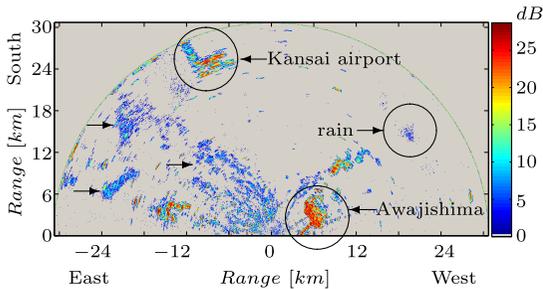


図 16 PRF 4734.8[Hz] の探知結果  
Fig. 16 Matched Filter (MF) output.

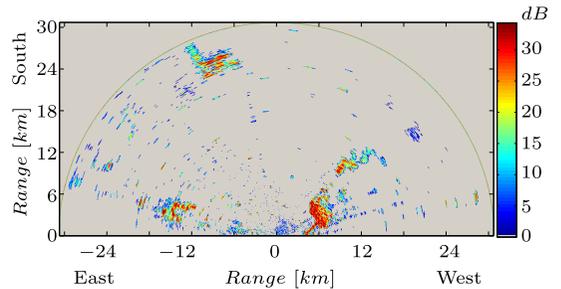


図 17 2次エコー除去処理  
Fig. 17 2nd-trace echo rejection.

えて直交検波器に入力される。それぞれのベースバンド  $IQ$  信号は、AD 変換され、PC 内部に記憶される。間欠周期送信と、MF、ペリオドグラム法のアルゴリズムは、ソフトウェアで実現される。

実験装置を神戸市垂水区の海岸に置いて、大阪湾の探知実験を行った。図 16 は、送信繰り返し周波数  $f_1 = 4734.8\text{Hz}$  で間欠周期送信を行い、半径  $30\text{[km]}$  の  $180$  度の範囲で、MF の出力電力  $|y_k^{[c]}(m)|^2$  を表示している。レーダの位置を原点とし、図の縦軸は南方方向を、横軸は東西方向の距離を表す。信号の電力は、 $|y_k^{[c]}(m)|^2$  の雑音レベルを  $1\text{ (0dB)}$  とした相対値をデシベルで表示する。関西空港、淡路島と雨のエコーを丸印で示し、主な 2 次エコーを矢印で示した。南東方向に広がっている  $10\text{dB}$  以下のエコーも 2 次エコーで、大阪湾の対岸の陸地のエコーが、距離の折り返しによりこの位置に表示されている。

図 17 は、提案するペリオドグラム法により、2 次エコーを除去した結果を表示している。ここでは、2 次エコーが除去できているのか、1 次エコーまでも除去されることはないのか、を確認する必要がある。図 17 から、少なくとも上記の 2 次エコーが全て除去できていることが分かる。また、詳細は省略するが、1 次エ

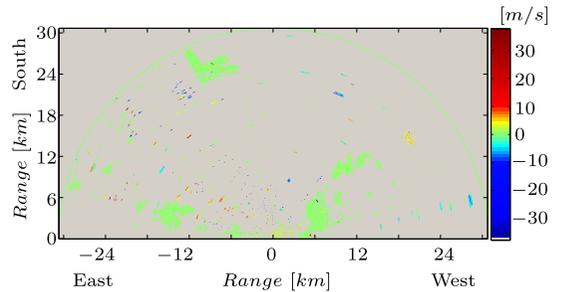


図 18 ドップラー処理  
Fig. 18 Doppler velocity.

コーとなる航路ブイの設置場所が分かっている。その航路ブイが図 17 に現れていることから、少なくとも航路ブイからの 1 次エコーは除去されていないことが確認できる。

図 18 は、間欠周期送信とペリオドグラム法で得られた標的の速度を色で表示している。船舶がそれぞれの速度で表示されており、雨の速度も表示できている。

## 7. む す び

ペリオドグラムは見本ごとに形状が変化し、また、激しく振動するため、確率過程の電力スペクトル推定

における障害の原因とされ、工学的応用は考えられてこなかった[14]。しかし、本研究では、ペリオドグラムの工学的応用として、パルスドップラーマグネトロンレーダにおける2次エコーの抑圧や雑音の低減に有効であることを初めて示した。更に、実験を行って、その基本動作を確認した。提案したペリオドグラム法では、1次エコーであるか、2次エコーや雑音であるかを判定し、1次エコーであると判定した場合のみ、標的のエコー強度と速度を計算する。このため、標的のエコー強度と速度の計測精度の向上が期待できる。

本論文では、平均値による統計評価を行ったが、今後は、1次エコーが1次エコーであると判定される確率、雑音や2次エコーが1次エコーであると誤って判定される確率、計測された速度の分散や標準偏差などとしきい値  $d$  との関係性を解明する必要がある。また、図 10、図 11 は、1次エコーが幅の広いパルスとして、雑音が幅の狭いスパイク状パルスとして出現することを示している。このようなパルス幅の差異を利用した雑音除去も実現する必要がある。更に、ターゲット照射回数の観点から、アンテナ回転数や間欠周期送信の最適設計を検討する必要がある。これも今後の検討課題である。

## 文 献

- [1] 鈴木 武, 佐々木友子, “国内航路を運航するフェリー・RORO 貨物船・コンテナ船の諸元と燃料消費の特徴,” 沿岸域学会誌, vol.25, no.3, pp.29-39, 2012.
- [2] 海難審判所 平成 26 年度版 海難審判, 国土交通省, 2014. (<http://www.mlit.go.jp/jmat/kankoubutsu/report2014/report2014.pdf>)
- [3] 深尾昌一郎, 浜津享助, 気象と大気のレーダーリモートセンシング, 京都大学学術出版会, 2005. (<http://hdl.handle.net/2433/49766>).
- [4] R.L. Trapp, “Improved coherent-on-receive radar processing with dynamic transversal filters,” TRAPP R L IEE Conference Publication (Institution of Electrical Engineers), vol.216, pp.505-508, 1982.
- [5] V. Venkatesh, et al., “The UMass X-pol mobile Doppler radar: Description, recent observations, and new system developments,” IGARSS 2008, pp.V101-V104, 2008.
- [6] 藤坂貴彦, 若山俊夫, 大森康伸, 渡邊伸一郎, “マグネトロンレーダーのコヒーレント信号処理,” 信学技報, SANE97-54, Sept. 1997.
- [7] 浜津享助, 若山俊夫, 渡邊伸一郎, 橋口浩之, 深尾昌一郎, “雲霧観測用 Ka バンドドップラーレーダーの開発,” 信学論 (B), vol.J83-B, no.4, pp.554-566, April 2000.
- [8] 足立栄男, 佐藤祐子, “ドップラー気象レーダー,” 東芝レビュー, vol.55, no.5, pp.27-30, 2000.
- [9] R.J. Doviak and D.S. Zrnicek, Doppler Radar and

Weather Observations, Academic Press, New York, 1993.

- [10] M.I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, 1990.
- [11] <http://cirspb.ru/pdf/MG5436.pdf#search='e2v+MG5436'>
- [12] H. Li, A.J. Illingworth, and J. Eastment, “A simple method of Dopplerizing a pulsed magnetron radar,” Microwave Journal Technical Feature, pp.226-228, April 1994.
- [13] 小倉久直, 物理・工学のための確率過程論, コロナ社, 1998.
- [14] 中溝高好, 信号解析とシステム同定, コロナ社, 1988.
- [15] P.Z. Peebles, Jr., Radar Principles, John Wiley & Sons, 1998.
- [16] B. Nutten, P. Amayenc, M. Chong, D. Hauser, F. Boux, and J. Testud, “The RONSARD radars: A versatile C-Band dual Doppler facility,” IEEE Trans. Geos. Electron., vol.GE-17, no.4, pp.281-288, Oct. 1979.

(平成 27 年 8 月 26 日受付, 12 月 30 日再受付)



伊藤 恭夫

1987 年, 京工繊大電子工学科卒. 古野電気 (株) 入社.



中山 純一 (正員:フェロー)

1968 年, 京工繊大電気工学科卒. 1971 年, 京大大学院修士修了. 沖電気 (株) 入社. デジタル無線システムの研究開発に従事. 1975 年, 京工繊大助手, 1991 年, 電子情報工学科教授, 2009 年, 同大学名誉教授. 波動散乱理論, 超音波映像法, 信号処理の研究に従事. IEEE 会員, The Institute of Physics フェロー.