

Adaptive Clutter Prewhitening Filter와 Doppler Filter Bank를 이용한 레이다 Clutter 제거 알고리즘의 성능에 관한 연구

(A Study on the Performance of a Radar Clutter Suppression Algorithm Based
on the Adaptive Clutter Prewhitening Filter and Doppler Filter Bank)

金 容 鎬*, 李 愧 洙**, 殷 鍾 官**, 李 元 吉***

(Yong Ho Kim, Hwang Soo Lee, Chong Kwan Un and Won Kil Lee)

要 約

일반적으로 레이다 표적은 클러터 환경에 있으며 클러터 제거가 요구된다. 클러터는 지표, 기상 조건의 변화로부터 발생하는 원하지 않는 레이다 반사파로 클러터의 통계적 특성은 시간, 거리 그리고 방향에 따라 변화하므로 효과적인 클러터 제거를 위하여 적응 신호 처리가 필요하다. 본 논문에서는 clutter whitening filter와 doppler filter bank를 이용한 클러터 제거 알고리즘을 제안하였으며 그 성능을 종래의 비적응 클러터 제거 알고리즘의 성능과 비교하였다. Clutter whitening filter 알고리즘은 Burg가 제안한 최대 엔트로피 방법을 이용하였다.

Abstract

In many situations, radar targets are embedded in a clutter environment and clutter rejection is required. The clutter is unwanted radar echoes and may arise owing to reflections from ground and weather disturbances and statistical properties of the clutter vary with range and azimuth as well as time. That is, adaptive signal processing is required.

In this paper, a clutter suppression algorithm based on the clutter whitening filter (WF) and doppler filter bank (DFB) is described which provides improved performance compared with conventional nonadaptive clutter suppression algorithm that is the cascaded moving target indicator (MTI) and (DFB). The clutter whitening filter algorithm is based on the Burg's maximum entropy method.

*正會員, 韓國電氣通信公社 事業支援團
(KTA Research Center)

**正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科
(Dept. of Electrical Eng., KAIST)

***正會員, 國防科學研究所
(Agency for Defence Developments)

接受日次: 1988年 12月 22日

I. 서 론

레이다의 반사파에는 진폭과 위상의 정보를 포함하고 있으며, 진폭은 반사체의 크기(size)와 반사도(reflectivity)와 관계되며 위상은 속도(doppler shift)와 관계된다. 이러한 레이다 신호의 연속적인 time sample은 block 또는 연속적으로 처리된다. 그러나 레

이다 신호에는 target으로 부터 반사된 신호외에 clutter라고 하는 원하지 않는 신호가 포함되어 있어 target의 검출을 어렵게 한다. 따라서 수신한 레이다 신호에서 clutter를 제거하여 signal-to-noise ratio (SNR)을 개선하는 것은 target 검출의 신뢰도를 높이는 데 있어서 가장 중요한 문제이다. 대표적인 clutter는 지표, 또는 나무와 건물과 같이 지표수준의 물체로부터의 반사파인 ground clutter와 비, 눈, 태풍 등 기상조건의 변화와 대기조건의 변화에 의해서 발생하는 weather clutter가 있다.^[1,2]

현재까지 사용되고 있는 대표적인 레이다 신호처리 방법중에 하나는 MTI filter를 들수 있다. 이 MTI filter는 ground clutter에 대해서는 거의 optimum performance를 나타내나 낮은 radial velocity를 갖는 강한 target을 잃어버릴 수 있으며 기상조건의 변화에서 발생하는 weather clutter (rain, snow, storm)에 대해서는 filter의 성능이 매우 낮아진다.^[1,2]

한편, 디지털 신호처리 기술의 발달로 MTI filter 외에 DFB가 레이다 신호처리에 응용되고 있다. DFB는 clutter를 제거하여 SNR를 개선할 뿐만 아니라 target의 속도에 관한 정보도 추출할 수 있다 (doppler processing). DFB는 보통 fast Fourier transform (FFT) 회로로 이루어지며, passband와 stopband를 조절할 수 있기 때문에 MTI보다 성능이 좋으며 DFB의 각 subband filter의 sidelobe를 줄이기 위하여 DFB의 input sample을 weighting하여 사용하며 weighting function으로는 보통 Hamming, Kaiser, Chebyshev, Taylor function을 사용한다.^[1]

최근에는 MTI와 FFT를 직렬로 연결한 신호처리 system이 개발되었다. McAulay^[3]에 의하면 optimum receiver의 구조는 clutter filter와 이것과 직렬로 연결된 narrow-band doppler filter bank로 이루어 질 수 있는데 이러한 구조의 filter는 narrowband processor 입력단의 dynamic range가 clutter filter의 clutter 제거에 의해서 감소되는 잇점이 있다. 이러한 processor의 실제적인 구현은 종래의 MTI filter와 narrow-band filter bank로 이루어진 coherent integrator와의 직렬연결로 이루어질 수 있는데 coherent integrator는 FFT algorithm으로 구현된다(그림 1).

그러나 일반적으로 range와 azimuth에 따라 변화하는 clutter parameter는 정확히 알 수 없으며, DFB가 clutter를 적절히 제거할 수 없는 상황에서는 추가로 clutter처리가 필요하게 된다. 이것은 doppler processing 이전에 MTI filter를 이용하여 어느정도 해결할 수 있으나 본 논문에서는 clutter의 power spectrum을 추정, 이 추정된 parameter를 이용하여

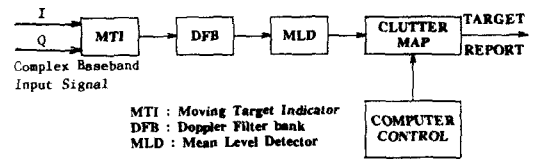


그림 1. MTI와 DFB를 이용한 종래의 레이다 신호 처리 알고리즘의 구성도

Fig. 1. Conventional radar signal processing algorithm using MTI and DFB.

clutter를 제거하는 adaptive clutter prewhitening filter와 DFB를 결합한 레이다 신호처리 algorithm에 대하여 연구하고자 한다.

Clutter는 일반적으로 낮은 차수의 autoregressive (AR) process로 modeling될 수 있으며 AR process의 스펙트럼 분석에는 Burg가 제안한 MEM이 유용하다. MEM은 data sample의 수가 적은 경우에도 스펙트럼 분석 특징이 우수하여 레이다 스펙트럼 분석에 효과적이며 MEM에 의한 스펙트럼 parameter 추정은 prediction-error filter (PEF) 계수 예측문제로 귀결된다.^[4,5]

2 장에서는 전체적인 알고리즘의 구성에 대해서 고찰하며 3 장에서는 여러가지 simulated clutter 상황에서 WF/DFB 알고리즘의 성능을 종래의 MTI/DFB 알고리즘의 clutter 제거 성능과 비교하고 끝으로 4 장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

1. Whitening Filter 계수 예측 알고리즘

Maximum-entropy spectral parameter를 구하기 위해서는 PEF의 출력 power P_M 과 filter의 계수 $a_{m,m}$, $m=1, 2, \dots, M$ 을 알아야 하며, 이는 Levinson-Durbin recursion algorithm에 의해서 차수가 $M-1$ 인 PEF의 계수 $\{a_{m-1,m}\}$, $m=1, 2, \dots, M-1$, 와 error power P_{M-1} 그리고 차수가 M 인 PEF의 계수 $\{a_{m,m}\}$, $m=1, 2, \dots, M$, 과 error power P_M 과의 다음과 같은 순차적인 관계를 이용해서 풀 수 있다.^[7]

(1) Forward prediction error filter:

$$a_{m,m} = a_{m-1,m} + \rho_m a_{m-1,m-m}^*, m=0, 1, \dots, M.$$

(2) Backward prediction error filter:

$$a_{m,m-m}^* = a_{m-1,m-m}^* + \rho_m^* a_{m-1,m}, m=0, 1, \dots, M.$$

(3) Prediction error power:

$$P_M = (1 - |\rho_M|^2) P_{M-1}.$$

여기서

$$a_{M,m} = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ \rho_M, & m = M \\ 0, & m > M. \end{cases}$$

위의 세 순차식은 반사계수 ρ_M 에 의해서 이루어지며 이는 Burg의 harmonic mean algorithm^[8]에 의해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\rho_m = \frac{2 \sum_{n=m+1}^N b_{m-1,n-1} f_{m-1,n}^*}{\sum_{n=m+1}^N [|f_{m-1,n}|^2 + |b_{m-1,n-1}|^2]}, m=1, 2, \dots, M$$

여기서 N은 입력신호의 길이이고 $f_{0,n} = b_{0,n} = x_n$ 이며 forward prediction error $f_{m,n}$ 과 backward prediction error $b_{m,n}$ 은 다음과 같은 순차식으로 구할 수 있다.

$$f_{m,n} = f_{m-1,n} + \rho_m^* b_{m-1,n-1}$$

$$b_{m,n} = b_{m-1,n-1} + \rho_m^* f_{m-1,n}$$

2. 알고리즘의 구성

WF/DFB의 구조를 그림 2에 나타내었다. WF의 weight는 clutter와 noise 상황에 따라 Burg의 harmonic mean algorithm과 Levinson-Durbin algorithm으로 구성된 adaptive algorithm에 의해서 update되며 transversal filter의 구조를 갖는다. 입력신호 vector X_k 는 현재 레이다 antenna가 scanning ($k = \text{scan number}$)하는 동안 range-azimuth resolution cell로부터 수신한 길이 N의 digitized complex baseband signal vector이며 신호 vector X_k 는 WF와 filter weight를 update하기 위한 adaptive algorithm에 의해서 동시에 block으로 처리된다(block processing). WF의 weight

vector는 PFE의 weight vector $A(k-1, M) = \{a^{k-1}_{m,m}, m=0, 1, \dots, M\}$ 이며 주목할 점은 scan k에 사용되는 filter weight는 이전의 scan k-1에서 얻은 신호 vector로부터 계산된다는 것이다. 이와 같은 시간지연은 adaptive algorithm에 의해서 target을 잃어버릴 수 있기 때문이며 인접한 cell로부터 WF의 계수를 얻을 수도 있다. WF는 길이 N의 신호를 받아서 N_F ($N_F = N - M$, $M = \text{whitening filter의 차수}$)개의 출력을 내보내고 이 신호는 다시 N_F -point FFT로 구현된 DFB로 처리되어져 target 신호는 강화된다. DFB의 출력신호는 envelope detector와 constant false alarm rate(CFAR) device, threshold detector로 구성된 detection processor로 들어가게 된다. 여기서 detection processor는 고려하지 않았으며 이러한 detection processor에 의해서 target이 detection되면 adaptive algorithm은 target이 detection된 cell의 WF weight를 update시키지 않는다.

3. Performance Analysis

WF의 weight vector와 DFB의 각 sub-band filter weight vector와의 convolution으로 주어지는 전체 filter weight vector를 W, interference(clutter+noise)의 covariance matrix를 R이라 하면 interference의 출력 power P_1 는

$$P_1 = W^T R W^* \tag{1}$$

Clutter의 PSD(power spectral density)를 Gaussian이라 가정하면

$$P_c(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left[-\frac{(f-\mu_c)^2}{2\sigma_c^2}\right].$$

여기서 μ_c 는 clutter와 레이다의 상대적인 속도에 관계되는 clutter의 평균 도플러 주파수이며 표준편차 σ_c 는 clutter 스펙트럼의 bandwidth와 관계된다. Clutter covariance matrix M_c 는 clutter PSD의 Fourier transform으로부터 구할 수 있으며, M_c 의 (k, l) element $M_c(k, l)$ 는

$$M_c(k, l) = \exp[-2\pi^2\sigma_c^2(k-l)^2T^2 - j2\pi\mu_c(k-l)T].$$

Independent white noise의 covariance matrix M_v 의 (k, l) element $M_v(k, l)$

$$M_v(k, l) = \delta_{k-l}.$$

Clutter-to-noise ratio(CNR)로 interference covariance matrix R을 normalize하면 R의 (k, l) element $R(k, l)$

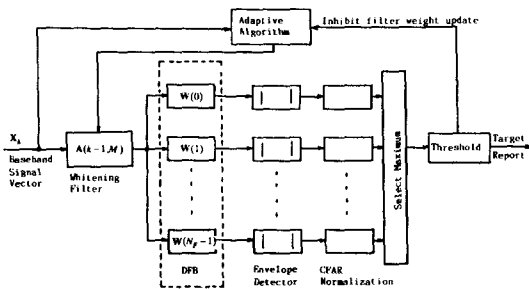


그림 2. 적응 클러터 제거 필터와 DFB로 구성된 레이다 신호처리 알고리즘의 구성도
Fig. 2. Algorithm composed of adaptive clutter whitening filter and DFB.

$$R(k, l) = \exp[-2\pi^2\sigma_c^2(k-l)^2T^2 - j2\pi\mu_c(k-l)T] + \frac{1}{\text{CNR}}\delta_{k-l} \quad (2)$$

Target 신호의 covariance matrix를 M_s 라 하면 출력 power P_s ⁽⁶⁾

$$P_s = W^T M_s W^* \quad (3)$$

Target의 스펙트럼은 target의 특성과 송신신호의 파형, radar stability, antenna scanning, 상대속도의 영향을 받는다. 수신신호 $r(t)$ 는

$$r(t) = s(t) \exp(j\omega_a t) \quad (4)$$

여기서 $s(t)$ 는 상대속도를 제외한 위의 요소들의 영향을 받으며 ω_a 는 target과 레이다의 상대속도와 관계되는 도플러 주파수다. 도플러 주파수 ω_a 에 관한 정보는 미리 알 수 없으므로 $0 \leq \omega_a \leq \text{PRF}$ (pulse repetition frequency) 구간에서 균일한 확률분포를 갖는다고 할 수 있다.⁽⁷⁾ 그러나 도플러 주파수 편이에 의한 효과가 우세하고 다른 요소들에 의한 bandwidth가 도플러 주파수 편이보다 상대적으로 작다고 하면 식(4)는 근사적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) \sim \exp(j\omega_a t) \quad (5)$$

식(5)의 autocorrelation은

$$\begin{aligned} \Psi(\tau) &= \exp(j\omega_a \tau) \\ &= \exp(j2\pi f_a \tau) \end{aligned} \quad (6)$$

그런데 DFB는 N_f 개의 filter를 구성해 N_f 개의 독립된 출력을 얻을 수 있으므로 도플러 주파수 ω_a 를 갖는 target 신호가 이웃하는 filter 사이에 존재하면 어떤 특정한 filter의 signal gain은 expected gain이라 할 수 있으며 i 번째 filter의 gain은 다음과 같은 확률분포 영역을 고려해서 구할 수 있다.

$$f_i - (B/2) \leq f_a \leq f_i + (B/2)$$

여기서 i 번째 filter와 관계된 도플러 주파수 f_a 의 확률분포 $P(f_a)$ 를 다음과 같이 가정하면

$$P(f_a) = \begin{cases} 1/B, & f_i - B/2 \leq f_a \leq f_i + B/2 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

B = bandwidth.

식(6)의 기대값 $E[\Psi(\tau)]$ 는

$$\begin{aligned} E[\Psi(\tau)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi f_a \tau) P(f_a) df_a \\ &= \exp(j2\pi f_i \tau) \frac{\sin(\pi B \tau)}{\pi B \tau} \end{aligned}$$

이 때 target signal covariance matrix M_s 의 (k, l) element $M_s(k, l)$ 는

$$M_s(k, l) = \exp[j2\pi f_i(k-l)T] \frac{\sin[\pi B(k-l)T]}{\pi B(k-l)T} \quad (7)$$

으로 주어지며 filter의 processing gain 또는 improvement factor IF는 다음과 같이 정의된다.

$$IF = \frac{(S/I)_{\text{out}}}{(S/I)_{\text{in}}} = \frac{W^T M_s W^*}{W^T R W^*} \quad (8)$$

위에서 분모 $W^T M_s W^*$ 는 target enhancement ratio라 할 수 있고 $1/(W^T R W^*)$ 는 interference rejection ratio라 할 수 있다.

III. Computer Simulation 결과 및 고찰

한 range-azimuth cell의 clutter process는 stationary하다고 가정하여 clutter의 평균 radar cross section(RCS: 평균 clutter power), 스펙트럼의 폭(standard deviation), 스펙트럼의 평균 도플러 주파수, 스펙트럼의 형태(gaussian), 그리고 cell당 pulse의 수(hits per beamwidth)로 modeling하였다. 알고리즘의 성능을 분석하기 위하여 ground clutter와 rain clutter가 존재하는 상황과 유사하게 simulated clutter를 발생시켰다. Ground clutter의 평균 도플러 주파수는 영이라 가정하였으며 PRF로 정규화된 스펙트럼의 폭을 변화시키면서 simulation을 하였고, 평균 도플러 주파수가 영으로 부터 벗어난 경우 weather clutter라 가정하였다. Additive white noise는 Gaussian random number generator로 부터 얻었으며 correlated clutter sample은 clutter PSD sample로 부터 발생시켰다. 즉, Power spectral sample이 $\{S_k\}$ 이면 이러한 spectral sample은 independent하므로 sample의 위상은 $0 \sim 2\pi$ 사이에 random하게 분포되어 있다고 할 수 있다. 즉, clutter의 line voltage spectrum X_k 는

$$X_k = e^{j\theta_k} \sqrt{S_k}, k=0, 1, \dots, N-1$$

여기서 θ_k 는 $0 \sim 2\pi$ 사이에 균일한 확률분포를 갖는 random variable이다. 이러한 주파수 영역에서 independent random sequence가 주어지면 inverse discrete Fourier transform으로 correlated time sequence를 발생시킬 수 있다.

Simulation 목적으로 한 range-azimuth cell로 부터 수신한 pulse의 수는 19개라 가정하였다. Clutter filter의 차수는 3으로, 그리고 DFB는 16-point FET으로 하였으며 4-pulse MTI와 16-FFT로 구성된 M-

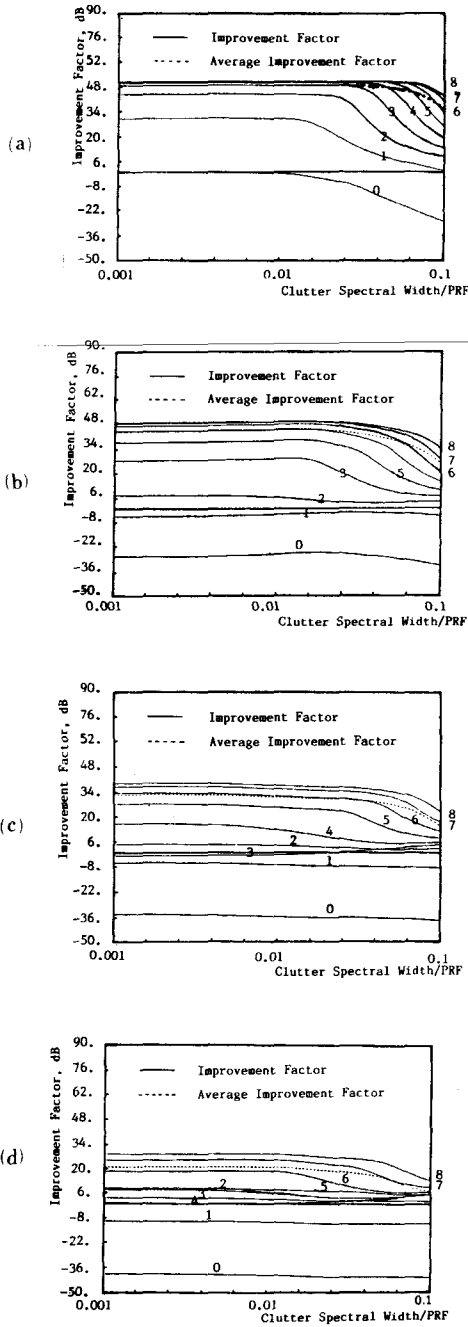


그림 3. 클러터 스펙트럼 폭의 변화에 따른 4-pulse MTI/16-DFT의 IF CNR=40dB
 (a) $\mu=0.0$ (b) $\mu=0.1$
 (c) $\mu=0.2$ (d) $\mu=0.3$

Fig. 3. Improvement factors of 4-pulse MTI/16-DFT with varying clutter spectral width. CNR=40dB.
 (a) $\mu=0.0$, (b) $\mu=0.1$,
 (c) $\mu=0.2$, (d) $\mu=0.3$.

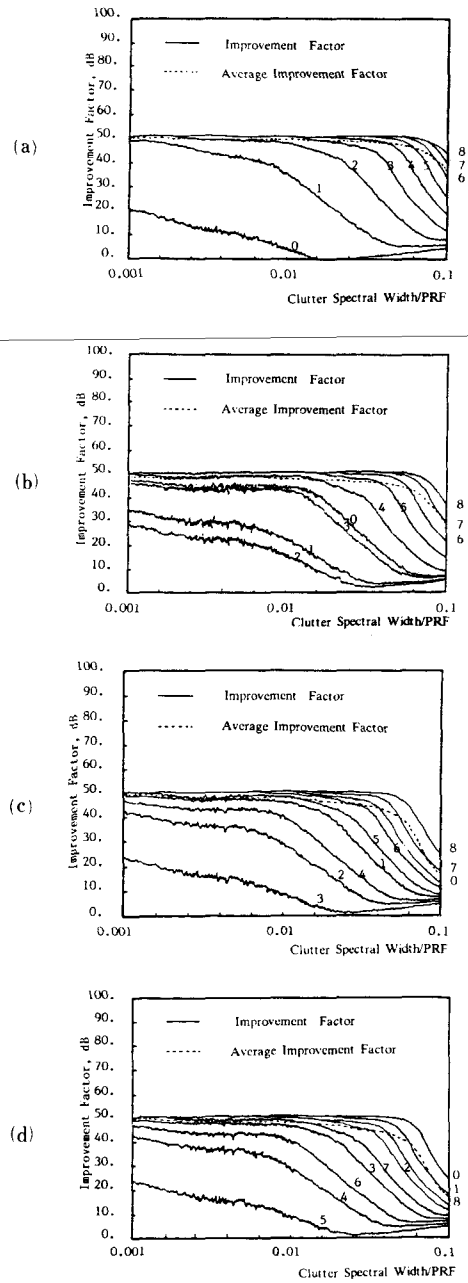


그림 4. 클러터 스펙트럼 폭의 변화에 따른 WF/16-DFT의 IF. WF의 차수=3, CNR=40dB, $\sigma=0.01$
 (a) $\mu=0.0$ (b) $\mu=0.1$
 (c) $\mu=0.2$ (d) $\mu=0.3$

Fig. 4. Improvement factors of WF/16-DFT with varying clutter spectral width. Order of WF=3, CNR=40dB, $\sigma=0.01$.
 (a) $\mu=0.0$, (b) $\mu=0.1$,
 (c) $\mu=0.2$, (d) $\mu=0.3$.

TI/FFT 알고리즘의 성능과 비교하였다. MTI/FFT의 각 sub-band filter에 대한 IF를 그림 3에 나타내었으며 ground clutter 상황에서는 우수한 성능을 나타내나 clutter의 평균 도플러 주파수(μ)가 영에서 벗어나면 성능이 나빠짐을 알 수 있다. WF/FFT의 각 sub-band filter에 대한 IF를 그림 4에 나타내었으며 그림 3의 MTI/FFT 성능과 비교해 보면 ground clutter에서는 성능은 비슷하나 μ 가 영에서 벗어나면 WF/DFB의 성능이 개선됨을 알 수 있다. 특히 clutter의 평균 도플러 주파수가 변화함에 따라 WF/FFT의 각 sub-band filter에 대한 IF에 변화가 있으나 평균 IF는 ground clutter에 대한 평균 IF와 거의 같다. 그러나 sub-band filter의 mainlobe가 강한 clutter에 접근하면 그 filter의 성능이 감소함을 알 수 있다. Ground clutter, weather clutter, 그리고 ground clutter와 weather clutter 상황에 대한 평균 IF를 그림 5, 6, 7에 각각 나타내었으며 전체적으로 WF/FFT의 성능이 MTI/FFT보다 우수함을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 adaptive clutter prewhitening filter와 DFB를 이용한 레이다 clutter 제거 알고리즘을 제안하고 그 성능을 종래의 MTI/DFB 알고리즘의 성능과 비교하였다. Clutter의 power spectrum은 Burg의 ma-

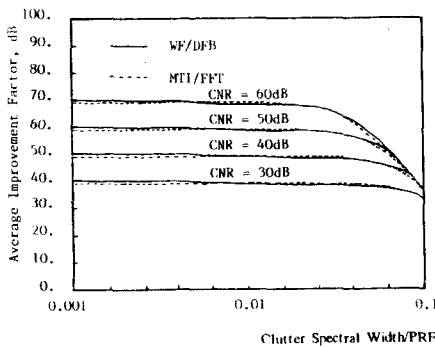


그림 5. 클러터 스펙트럼 폭의 변화에 따른 WF/16-DFT와 4-pulse MTI/16-DFB의 평균IF. WF의 차수=3, $\mu=0.0$

Fig. 5. Average improvement factors of WF/16-DFB and 4-pulse MTI/16-DFB with varying clutter spectral width. Order of WF=3, $\mu=0.0$.

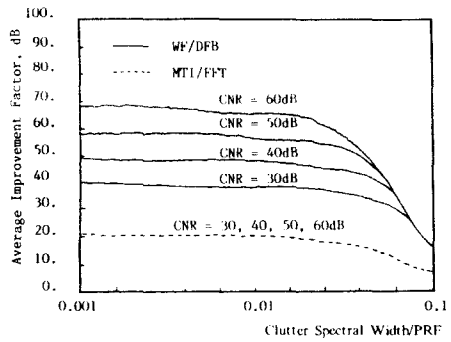


그림 6. 클러터 스펙트럼 폭의 변화에 따른 WF/16-DFT와 4-pulse MTI/16-DFB의 평균IF. WF와 차수=3, $\mu=0.3$

Fig. 6. Average improvement factors of WF/16-DFB and 4-pulse MTI/16-DFB with varying clutter spectral width. Order of WF=3, $\mu=0.3$.

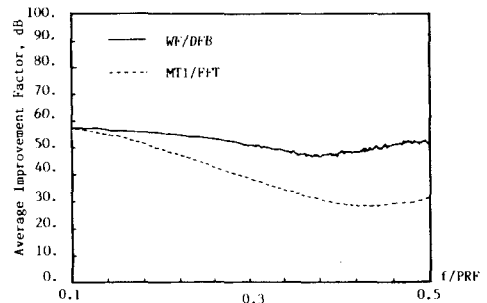


그림 7. Bimodal clutter 상황에서 WF/16-DFT와 4-pulse MTI/16-DFB의 평균 IF. WF와 차수=3

클러터 파라미터
source 1 $\mu=0.0, \sigma=0.0025, \text{CNR}=50\text{dB}$
source 2 $\mu=0.1 \text{ 0.5}, \sigma=0.025, \text{CNR}=50\text{dB}$

Fig. 7. Average improvement factors of WF/16-DFB and 4-pulse MTI/16-DFB under bimodal clutter environment. Order of WF=3.

Clutter parameters :
source 1 $\mu=0.0, \sigma=0.0025, \text{CNR}=50\text{dB}$
source 2 $\mu=0.1 \text{ 0.5}, \sigma=0.025, \text{CNR}=50\text{dB}$.

ximum entropy 방법으로 추정되었으며 추정된 spectral parameter로 clutter whitening filter를 구성하였다. Simulated radar clutter 상황에서 제안된 알고리즘의 성능이 더 우수함을 보였으나 sub-band filter의 mainlobe가 강한 clutter spectrum에 가까우면 그 filter의 성능은 매우 나빠지며 이러한 상황에서 성능을 개선하는 방법에 대한 연구와 이 알고리즘의 detection performance를 분석하는 것이 필요하다.

[4] S.B. Kesler and S. Haykin, "The maximum entropy method applied to the spectral analysis of radar clutter," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-24, pp. 269-272, Mar. 1978.

[5] S. Haykin, B.W. Currie, and S.B. Kcsler, "Maximum-entropy spectral analysis of radar clutter," *Proc. IEEE*, vol. 70, no. 9, pp. 953-962, Sep. 1982.

[6] A. Papoulis, "Maximum entropy and spectral estimation: A review," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-29, no. 6, pp. 1176-1186, Dec. 1981.

[7] S. aykin, *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1986.

[8] D.C. Schleher, *MTI Radar*. Artech House, 1978.

[9] G.A. Andrews, Jr. and S.L. Sheldler, "Performance of cascaded MTI and coherent integration filters in a clutter environment," *NRL Report 7533*, Mar. 27, 1973. *

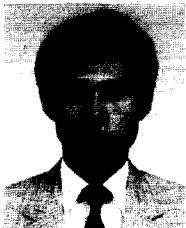
參 考 文 獻

[1] B.L. Lewis, F.F. Kretschmer, and W.W. Shelton, *Aspect of Radar Signal Precessing*. Artech House, 1985.

[2] S. Haykin, "Radar signal processing," *IEEE ASSP Mag.*, pp. 2-18, Apr. 1987.

[3] R. McAulay, "A theory for optimal moving target indicator (MTI) digital signal processing (supplement 1)," *Technical note 1972-14*, MIT Lincoln Lab., pp. 1-16, Oct. 1972.

著 者 紹 介



金 容 鎬 (正會員)
 1958年 12月 10日生. 1986年 2月 한양대학교 전자공학과 졸업. 1988年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1988年 3月 ~ 현재 한국전기통신공사 사업지원단 연구원. 주관심분야는 디지털신호 처리, Telecommunication, ISDN 등임.

李 元 吉 (正會員)
 1945年 1月 7日生. 1967年 2月 해군사관학교 졸업. 1975年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사 학위취득. 1985年 2月 동 대학원 공학박사 학위취득. 1985年 3月 ~ 현재 국방과학연구소 연구실장. 주관심분야는 레이다 신호처리 및 대전자전기법 등임.

李 愷 洙 (正會員) 第26卷 第3號 參照
 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수

殷 鍾 官 (正會員) 第26卷 第3號 參照
 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수