

적용 Whitening 필터를 이용한 최적 레이더 신호처리의 구현

*김기만, 박영철, 차일환, 윤대희
연세대학교 전자공학과

Implementation of Optimum Radar Signal Processor Using Adaptive Whitening Filter

Ki M. Kim, Young C. Park, Il W. Cha, and Dae H. Youn
Department of Electronic Engineering, Yonsei University

국문요약

본 연구에서는 적용 whitening 필터를 이용하여 최적 레이더 신호처리를 구현하였다. 사용된 필터는 Gram-Schmidt 와 lattice 구조를 가지며, 이들을 이용하여 레이더 clutter를 제거하고, 프로세서 특성을 원하는 표적신호에 일치시킨다. 또한 필터 계수들을 변화하는 레이더 환경에 따라 조정하기 위하여 여러 가지 적용 알고리즘을 적용하였다. 실험결과 구현된 시스템은 빠른 수렴 특성을 갖고 있으며, 역행렬 연산이 필요없기 때문에 항상 안정된 특성을 보임을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this study, adaptive implementation of optimum radar signal processing using whitening filter is presented, where Gram-Schmidt or lattice structure is used for elimination of radar clutter and matching the processor characteristics to a desired target signal. Also, various adaptation algorithms are considered to adjust filter weights to meet varying radar environment. Simulation results demonstrate that the designed system has faster convergence characteristics and always stable due to no requirement of matrix inversion.

1 서론

레이더 시스템에서 물체에 반사되어 수신된 신호는 표적으로부터 반사된 신호 뿐만 아니라, 표적신호에 비해 상대적으로 큰 파워를 갖는 clutter가 함께 섞여 있기 때문에 표적을 검출하는데 큰 어려움이 따르게 된다. 따라서 clutter 성분만을 효과적으로 제거할 수 있는 방법은 중요한 연구과제가 되어 왔다.

열잡음과 통계적인 특성을 알고 있는 clutter에 섞여 있는 표적 반사신호를 검출하는 원리는 잘 알려져 있다[1]. 최적 필터는 clutter의 통계적 특성을 알고 있는 상황에서 신호대 잡음비(SNR)나 검출확률을 최대화하거나, 출력분산을 최소화 함으로써 얻어지게 된다[1][2][3]. 그러나 실제상황에서 최적 계수들은 변화하는 주변상황에 적응하기 위해 계속적으로 조정되어야 하는데, 출력 SNR을 최대화 하거나, 출력 자승평균오차를 최소화하기 위해 gradient search 방법을 사용한다면 입력신호의 샘플간 상관관계가 낮을 경우 특히 느린 수렴속도를 보이게 된다[2]. 보다 빠른 수렴특성을 얻기 위해, 수신된 잡음 신호 본 연구는 국방 과학 연구소의 연구비 지원으로 이루어졌습니다.

로부터 추정된 샘플 공분산 행렬로부터 직접 역행렬 연산을 취함으로써 적용 최적 계수를 구하는 방법이 Reed 등에 의해 제안되었다[2]. 그들은 SMI(Sampled Matrix Inversion) 프로세서가 매우 빠른 적용 특성을 갖고 있음을 수학적으로 증명하였으며, 또한 수렴속도가 입력 공분산 행렬의 상태에 무관함을 보였다. 그러나 SMI 방법은 추정된 공분산의 역행렬 연산이 필요하기 때문에 계산량의 어려움이 따를 뿐만 아니라, 추정된 공분산 행렬이 full rank 조건을 만족하지 못할 때에는 시스템의 안정성 문제를 야기할 수 있다.

본 연구에서는 whitening 필터를 이용하여 최적 레이더 신호처리를 적용적으로 구현하였다. Fariner와 Studer에 의해 제안된 GS(Gram - Schmidt)구조를 이용하는 방법[6]과 함께 본 연구에서는 GS구조에 비해 적은 계산량으로 구현이 가능한 lattice 구조를 사용하여 최적 레이더 신호처리를 구현하였는데, 사용된 필터들은 레이더 clutter를 제거하고, 프로세서의 특성을 원하는 표적신호에 일치시키는 역할을 하게 된다. 또한 필터의 계수들을 변화하는 레이더 환경에 따라 조정하기 위하여 여러 가지 적용 알고리즘을 적용하였으며, 각각의 특성

을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검사하였다.

II 최적 레이더 신호 처리기

알고 있는 표적신호의 최적검출을 위해서는 효과적으로 잡음을 제거할 수 있는 방법이 필요한데, 이를 위한 최적 조건은 여러 가지 방법으로 주어질 수 있다. 첫째, 출력의 SNR을 최대화하거나, 둘째, 검출확률을 최대화하거나[1], 셋째, 필터 특성을 표적신호에 대해 일정하게 유지하면서 출력 파워를 최소화하는 경우[3]가 일반적인 조건들이다. 그러나 이들 최적 조건을 만족하는 최적 해를 구하면, 각각 조건에 의해 얻어지는 최적 해는 이득상수인 다를 뿐 모두 같은 형태임을 쉽게 알 수 있다[4].

최적 시스템의 계수벡터와 레이더에 수신된 신호벡터를 y 와 x 로 각각 나타낼 때 N 개의 탭을 갖는 최적 시스템의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$y = x^T x \quad (1a)$$

$$\text{여기서, } h = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N]^T \quad (1b)$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_N]^T \quad (1c)$$

이다. 표적신호 벡터가 주어져 있을 때, MDR(Minimum Variance Distortionless Response) 필터로 불리우는 세번째 최적조건을 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\text{Minimize } P(n) \quad \text{subject to } s^H H = 1 \quad (2)$$

$$\text{여기서, } P(n) = E\{|y|^2\} = s^H H s \quad (3)$$

$$H = E\{x x^T\} \quad (4)$$

$$s = e^{j\omega} [1 \ z^{-1} \ z^{-2} \ \dots \ z^{-(N-1)}]^T \quad (5)$$

는 각각 출력파워, 수신된 신호의 공분산 행렬, 표적신호벡터를 나타내며, H 는 Hermitian, T 는 transpose를 나타낸다. 그리고 ω 는 표적신호 초기위상, z 는 표적 doppler 주파수가 f_d 이고 PRF(Pulse Repetition Frequency)가 $1/T$ 로 주어져 있을 때, $\exp(j2\pi f_d T)$ 로 표현되는 표적신호 샘플이다. 식(2)로 표현된 최적조건을 만족하는 계수를 Lagrange multiplier를 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$h_{opt} = \frac{H^{-1} s}{s^H H^{-1} s} \quad (6)$$

이와 유사한 방법으로 첫번째와 두번째의 최적조건을 사용하여 최적계수를 구하면 식(6)와 동기인 최적계수 벡터를 얻게 된다[4].

레이더 신호처리기에서 성능을 평가하기 위한 파라메타로 출력 SCR(Signal-to-Clutter Ratio) 과 입력 SCR의 비인 IF(Improvement Factor)를 다음과 정의한다[5].

$$IF = \frac{|x^T s|^2}{s^H H s} \quad (7)$$

식(6)와 식(7)을 이용하면 최적 레이더 신호처리기에서 얻을 수 있는 최적 IF값을 쉽게 구할 수 있다.

$$IF_{opt} = s^H H^{-1} s \quad (8)$$

III Gram-Schmidt 구조를 이용한 최적 레이더

신호처리기의 구현.

Studer와 Fariner는 clutter 공분산 행렬의 분할(decomposition) 특성을 이용하여 최적 레이더 신호처리기를 시간영역에서 구현하는 방법을 제안하였으며[6], GS 직교화 과정을 적용하여 역행렬 연산과정이 필요없는 최적 시스템을 구현할 수 있음을 보였다. 한편 GS 직교화 과정을 escalator 구조로 실현하는 방법이 제안되었는데[7], 이 구조를 이루는 처리 원소들은 Wiener 필터 원리를 사용하여 기대신호(desired signal)와 기준신호(reference signal)간의 상관관계를 완전히 제거할 수 있는 최적계수들을 찾아낸다. GS 직교화 과정을 이용하여 최적 시스템을 적용 신호처리 시스템으로 구현하는 과정을 정리하면 다음과 같다.

N 개의 탭을 갖는 GS 프로세서의 입력신호와 출력신호의 관계식을 행렬형태로 표현하면 다음과 같다

$$b_s(n) = L_s(n) x(n) \quad (9)$$

여기서 $x(n)$ 은 $(M \times 1)$ 입력신호 벡터이며, $b_s(n)$ 은 $b(n)$, $b(n-1)$, ..., $b(n-M+1)$ 을 원소로 갖는 $(N \times 1)$ 출력신호 벡터이다. 행렬 $L_s(n)$ 은 GS 프로세서의 계수로 이루어진 변환행렬로서 그림 1과 같이 4개의 탭으로 이루어진 GS 프로세서의 경우 다음과 같이 표현된다.

$$L_s(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11}(n) & 1 & 0 & 0 \\ -a_{12}(n) & 0 & 1 & 0 \\ -a_{13}(n) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{21}(n) & 1 & 0 \\ 0 & -a_{22}(n) & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a_{31}(n) & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

이 때 출력신호의 공분산 행렬은 다음과 같은 대각행렬이 된다.

$$\begin{aligned} M_b(n) &= E\{b_s^H(n) b_s(n)\} \\ &= L_s^H(n) M_x(n) L_s(n) \\ &= \text{diag}(\sigma_0^2(n), \sigma_1^2(n), \dots, \sigma_{N-1}^2(n)) \\ &= D_s(n) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $M_x(n)$ 은 p.d.(positive definite) 특성을 만족하는 $(M \times M)$ 입력 공분산 행렬이며, $\sigma_i^2(n) = E\{|b(n-i)|^2\}$, $0 \leq i \leq N-1$ 은 i 번째 출력의 파워이다. 입력 공분산행렬이 p.d.

일 때 출력의 공분산행렬도 p.d. 특성을 만족하므로 입력 공분산의 역행렬 $M_x^{-1}(n)$ 을 식(11)의 대각행렬 $D_x(n)$ 을 사용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} M_x^{-1}(n) &= L_x^T(n) D_x(n)^{-1} L_x(n) \\ &= [D_x(n)^{-1/2} L_x(n)]^T [D_x(n)^{-1/2} L_x(n)]^* \quad (12) \\ &= \tilde{L}_x^T(n) \tilde{L}_x(n) \end{aligned}$$

여기서 $D_x(n)^{-1/2}$ 는 $\sigma_i(n)$, $0 \leq i \leq M-1$ 을 원소로 갖는 대각행렬이다. 식(12)는 $M_x^{-1}(n)$ 의 Cholesky decomposition으로 이를 이용하여 최적계수 벡터와 레이다 신호처리기의 출력신호를 다시 나타내면 다음과 같다.

$$y(n) = \frac{\tilde{L}_x^T(n) \tilde{L}_x(n) s}{[\tilde{L}_x(n) s]^T [\tilde{L}_x(n) s]^*} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} y(n) &= x^T(n) [\tilde{L}_x^T(n) \tilde{L}_x(n)] s / \alpha \\ &= [L_x(n)x(n)]^T [L_x(n) s]^* / \alpha \quad (14) \end{aligned}$$

여기서 $\alpha = [L_x(n)s]^T [L_x(n)s]^*$ 는 벡터의 내적으로 주어지는 상수이다. 식(14)로부터 2개의 GS 프로세서를 사용하여 최적 레이다 신호처리기를 분할된 형태로 구성할 수 있는데 이를 (그림 3)에 나타내었다. (그림 3)에서 $L_x(n)$ 은 각각 GS구조를 갖는 적응 디지털 필터로 구성되며, $x(n)$ 을 입력으로 하는 GS 프로세서에서 얻어진 계수를 표적신호를 입력으로 하는 GS 프로세서에 복사하여 표적신호를 $\tilde{L}_x(n)$ 으로 변환함으로써 최적 계수를 갖는 레이다 신호처리기를 구현할 수 있다.

그런데 GS 직교화과정을 이용하여 M차수의 최적 시스템을 분할 형태로 구현하는 경우 전체적으로 $M(M-1)$ 개의 계수를 필요로 한다. 보다 적은 계산량으로 최적 시스템을 구현하기 위하여 본 연구에서는 lattice 구조를 갖는 적응필터를 이용하는 방법을 사용하였는데, 이는 일반적으로 lattice 모델은 각 스테이지에서 서로 직교화(orthogonal)되어있는 후방예측오차(backward prediction error)들을 얻을 수 있다는 특성을 이용한 것이다. Lattice 구조로 최적 시스템을 적응 시스템으로 구현할 경우 필요로 하는 계수는 4M개로 GS 구조에 비해 계산량이 적다는 장점이 있다.

IV Lattice 구조를 이용한 최적 레이다 신호처리기의 구현

Lattice 필터의 후방예측 벡터를 $b_i(n)$ 이라고 할 때, 식(9)와 같은 방법으로 입력신호벡터와의 관계식을 쓸 수 있다.

$$b_i(n) = L_i(n) x(n) \quad (15)$$

여기서 $L_i(n)$ 은 증가하는 차수 순으로 주어지는 예측오차 필터 계수들로 이루어진 행렬이며 이는 lattice 필터의 반사계수(reflection coefficient)로부터 구할 수 있다. Lattice 필터의 반사계수가 주어졌을 때, 증가의 예측오차필터의 계수는 Levinson의 순환식으로 부터 구할 수 있다[9].

$$a_{m+1,k} = \begin{cases} 1, & k=0 \\ a_{m,k} + \gamma_{m-1} a_{m,m-1-k}^*, & 1 \leq k \leq m \\ \gamma_{m-1}, & k=m+1 \end{cases} \quad (16)$$

여기서 $0 \leq i \leq M-1$ 이며, γ_{m-1} 은 $m-1$ 번째 스테이지에서 구한 '간' 사계수이다. 결과적인 예측오차계수들로 이루어진 후방예측계수 벡터 행렬은 다음과 같다.

$$L_i(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ a_{1,1}^*(n) & 1 & \dots & 0 \\ a_{2,2}^*(n) & a_{2,1}^*(n) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m,m}^*(n) & a_{m,m-1}^*(n) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Lattice 모델에서 각 스테이지에서 얻어지는 후방예측오차들은 서로 직교화 되어있기 때문에[9] 식(17)을 이용하면 식(12), 식(13)과 같은 방법으로 역행렬 $M_x^{-1}(n)$ 과 계수벡터를 구할 수 있고, 결과적인 레이다 신호처리기의 출력은 식(14)과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y(n) &= x^T(n) [L_i^T(n) D_i(n)] s / \alpha \\ &= [L_i(n)x(n)]^T [L_i(n) s]^* / \alpha \quad (18) \end{aligned}$$

여기서 $D_i(n)$ 은 후방예측오차 파워의 제곱근을 원소로 갖는 대각행렬이 뒤에 곱해진 후방예측계수 행렬이다. 식(18)을 이용하면 GS 프로세서를 이용한 경우보다 적은 계산량을 요하는 최적 레이다 신호처리기를 분할된 형태로 구현할 수 있다. 분할된 구조를 이루는 lattice 적응필터를 (그림 2)에 나타내었다.

V 최적 레이다 신호 처리기의 적응 구현을 위한 알고리즘

최적 레이다 신호처리기를 적응 GS필터와 lattice 필터를 사용하여 (그림 3)와 같이 분할된 형태로 구현할 수 있음을 살펴 보았다. 구현된 시스템은 GS 혹은 lattice 필터에 의해 clutter 제거와 표적신호에 대한 일치특성이 결정되므로 시스템을 구성하고 있는 GS 혹은 lattice 필터의 수렴성과 정상상태에서의 whitening 정도가 전체적인 성능을 좌우한다.

설계된 시스템을 변화하는 상황에 적응하는 최적 레이다 신호처리기로 구현하기 위해서는 일반적인 적응 디지털 필터링(adaptive digital filtering) 문제에서 사용하는 여러가지 알고리즘을 직접 적용할 수 있다. 본 연구에서 사용한 적응 알고리즘은 LMS 알고리즘을 사용하는 GS와 lattice, 그리고 역행렬 연산을 통하여 최적 Wiener 필터계수를 추정하는 GS와 Burg의 harmonic-mean 알고리즘을 사용하는 lattice 등이다.

파우어 동화를 위한 출력신호 파워는 단순 극점 저역통과 필터를 사용하여 추정한다.

$$\begin{aligned} \sigma_i^2(n) &= \beta \sigma_i^2(n-1) + (1-\beta) |b_i(n-1)|^2 \\ i &= 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $0 < \beta < 1$ 는 시정수를 결정하는 파라미터이다.

Burg의 harmonic-mean 알고리즘을 구현하기 위해 본 연구

에서는 Haykin이 제안한 standard gradient 방법[10]을 사용하여 반사계수를 추정하였다. 이방법에서는 지수 가중함수를 도입하여 Burg의 harmonic-mean 알고리즘을 다음과 같은 단순 반복 추정법으로 구현한다[10].

$$\gamma_{m-1}(n) = - \frac{2 N_m(n)}{D_m(n)} \quad (20a)$$

$$N_m(n) = \lambda N_m(n-1) + f_m(n) b_m^*(n-1) \quad (20b)$$

$$D_m(n) = \lambda D_m(n-1) + |f_m(n)|^2 + |b_m(n-1)|^2 \quad (20c)$$

$m = 1, 2, \dots, M-1$

여기서 $0 < \lambda < 1$ 은 시스템의 시정수를 결정하는 forgetting parameter이다.

GS 계수의 적응추정을 위해 본 연구는 standard gradient 방법과 유사하게 지수 가중함수로 평균된 오차의 파워와 기종일력과 오차간의 상호상관함수를 추정함으로써 Wiener 필터 원리를 구현하는 방법을 사용하였다. 사용된 방법에서 각 구성 원소의 계수는 다음과 같이 결정된다.

$$e_{m,n}(n) = \frac{N_{m,n}(n)}{D_{m,n}(n)} \quad (21a)$$

$$N_{m,n}(n) = \lambda N_{m,n}(n-1) + e_{m-1,n}(n) e_{m,n}^*(n) \quad (21b)$$

$$D_{m,n}(n) = \lambda D_{m,n}(n-1) + |e_{m-1,n}(n)|^2 \quad (21c)$$

$m = 1, 2, \dots, M$
 $n = 1, 2, \dots, N-m$

IV 실험 및 결과고찰

실제된 레이더 신호처리 시스템의 성능을 평가하기 위하여 여기상태(transient state)와 정상상태(steady state)의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 평가하였다. GS 또는 lattice 필터로 구현된 레이더 신호처리기의 적응특성을 다음과 같은 4 가지 경우에 대해 관찰하였다.

- (1) LMS를 사용하는 GS.
- (2) LMS를 사용하는 lattice.
- (3) Standard gradient를 사용하는 GS.
- (4) Standard gradient를 사용하는 lattice

실험에 사용한 레이더 신호는 DFT(discrete Fourier Transform) 방법[11]을 사용하여 컴퓨터로 발생시킨 신호로 이 신호는 같은 range-cell에서 반사되어 레이더에 되돌아 오는 신호를 의미한다. Clutter의 파워 스펙트럼은 Gaussian 분포를 갖는다고 가정하였으며, 안테나 빔폭당 펄스수 k clutter 스펙트럼의 중심주파수, 스펙트럼 폭을 결정된 후, $(0, 2\pi)$ 구간에 일정하게 분포하는 랜덤 위상 성분운 가정한 clutter 스펙트럼에 곱하고, 마지막으로 파워를 1로 정규화한 후 이를 역 DFT하여 시간영역의 clutter 신호를 발생시켰다.

실험을 위해 레이더 환경을 캐리어 주파수가 2 GHz이고 PRF는 1 kHz이며 표적신호의 도플러 주파수는 0.4PRF, 빔폭당 펄스수는 20일 때, 탭 수가 15인 시스템으로 신호처리를 하는 경우로 설정하였다. 먼저 중심주파수가 0 Hz이고 스펙트럼의 3

dB폭이 10 Hz인 ground clutter에 대해 위에서 정의한 4 가지 방법에 대해 특성을 비교하였다. 여기상태의 특성평가를 위해 다음과 같은 순시 IF 값을 정의하였다.

$$IF(n) = \frac{|w(n)^T s|^2}{s(n)^H M_x w(n)} \quad (22)$$

여기서 $w(n)$ 은 식(13)으로 주어지는 n 번째 샘플의 계수벡터이며, M_x 는 100 번의 스캔에 의해 얻어진 2000 샘플의 입력신호로부터 추정된 신호 공분산 행렬이다. 시간에 따른 IF의 변화 곡선(그림 4)에 나타내었다. 사용된 파라메타는 LMS 알고리즘을 이용하는 GS와 lattice 경우, 수렴계수를 0.03으로 하였으며, standard gradient 방법에서는 $\lambda=0.97$ 로 하였다. 파워를 추정하기 위한 상수 β 는 모두 0.97로 하였다. LMS 알고리즘을 사용하는 경우에는 5 샘플(1스캔)만에 20 dB 이상까지 도달하며, standard gradient 방법을 사용하였을 때에는 5 샘플만에 30 dB 이상의 IF에 도달함을 볼 수 있다. 그러나 standard gradient방법에서 정상상태 IF가 80 dB 이인 반면, LMS 알고리즘을 사용한 경우는 40-50 dB 정도를 보이고 있다. (그림 5)는 정상상태 특성을 관찰한 것으로 300 번째 샘플(50 번째 스캔)에서 레이더 신호처리기에 의해 추정된 계수의 주파수 전달함수이다.

다음은 중심주파수가 100 Hz이고 스펙트럼의 3 dB 폭이 50 Hz인 rain clutter에 대해 같은 방법으로 실험하였다. 여기에 사용된 파라메타는 앞과 같다. (그림 6)은 시간별 IF 변화곡선이며, (그림 7)은 600 번째 샘플(100 번째 스캔)에서 구한 정상상태 전달함수이다. Ground clutter에 비해 느린 수렴속도를 보이나 정상상태에서는 Ground clutter와 비슷한 IF 특성을 관찰할 수 있다.

IIV 결론

본 연구에서는 적응 GS 프로세서나 적응 lattice 필터를 사용하여 최적 레이더 신호처리기를 구현하는 방법을 연구하였다. 구현된 시스템은 신호 공분산의 역행렬이 갖는 분할특성을 이용하였는데, 결과적인 레이더 신호처리 시스템은 입력신호에 따라 계수를 조정하는 적응 whitening 필터와 적응 조정된 필터 계수를 복사하여 원하는 표적신호를 변환하는 필터로 이루어진다. 구성된 시스템의 적응 구현을 위하여 여러 가지 적응 방법을 사용하였으며, 각각의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교하였다. 최적 레이더 신호처리기의 구현을 위하여 2 개의 GS 또는 2 개의 lattice 필터로 구성된 시스템은 전반적으로 빠른 수렴속도를 보이며 역행렬의 연산과정이 필요하지 않기 때문에 항상 안정된 특성을 보임을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] L.E.Brennan, and I.S.Reed, "Theory of Adaptive Radar," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-9, No. 2, pp. 237-252, March 1973.

[2] I.S.Reed, J.D.Mallett, and L.E.Brennan, "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-10, No. 6, pp. 853-863, Nov. 1974.

[3] J.Capon, "High-Resolution Frequency-wavenumber Spectrum Analysis," *Proc. IEEE*, Vol. 57, pp. 1408-1418, 1969.

[4] L.W.Brooks, and I.S.Reed, "Equivalence of the Likelihood Ratio Processor, the Maximum Signal-to-Noise Ratio, and the Wiener Filter," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-8, No. 5, pp. 690-692, Sep. 1972.

[5] D.C.Schleher, *NTI Radar*, Artech House, Inc., 1978

[6] A.Farina, and F.A.Studer, "Applications of Gram-Schmidt Algorithm to Optimum Radar Signal Processing," *IEE Proc.*, Vol. 131, Pt. F, No. 2, pp. 139-145, April 1984.

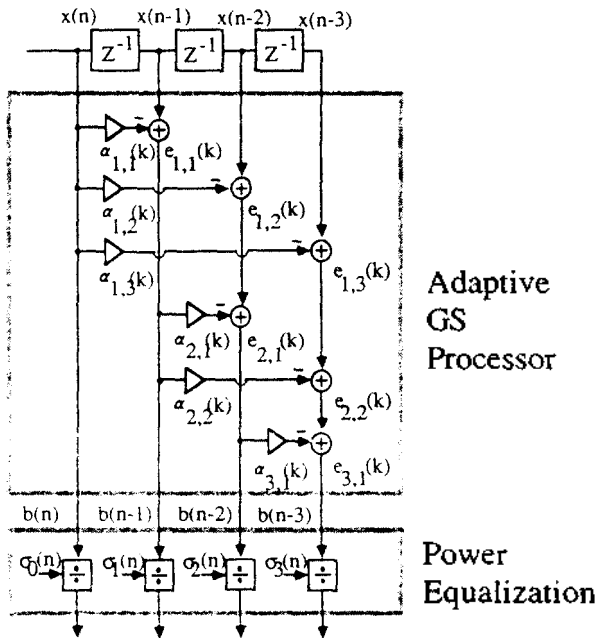
[7] N.Ahmed, and D.H.Youm, "On a Realization and Related Algorithm for Adaptive Predictor," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc.*, Vol. ASSP-28, No. 5, pp. 493-497, Oct. 1980.

[8] L.J.Griffiths, "An Alternative Lattice Structure for Noise - Cancelling Applications," *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech Signal Proc.*, Tulsa, OK, pp. 87-90, April 1978.

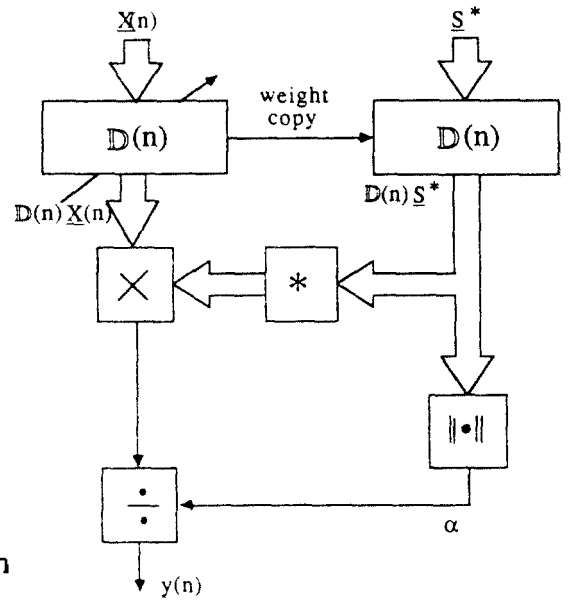
[9] J.Makhoul, "Stable and Efficient Lattice Methods for Linear Prediction," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc.*, Vol. ASSP-25, No. 5, pp. 423-428, Oct. 1977.

[10] C.Gibson, and S.Haykin, "Radar Performance Studies of Adaptive Lattice Clutter-Suppression Filters," *IEE Proc.*, Vol. 130, Pt. F, No. 5, pp.357-367, Aug. 1983.

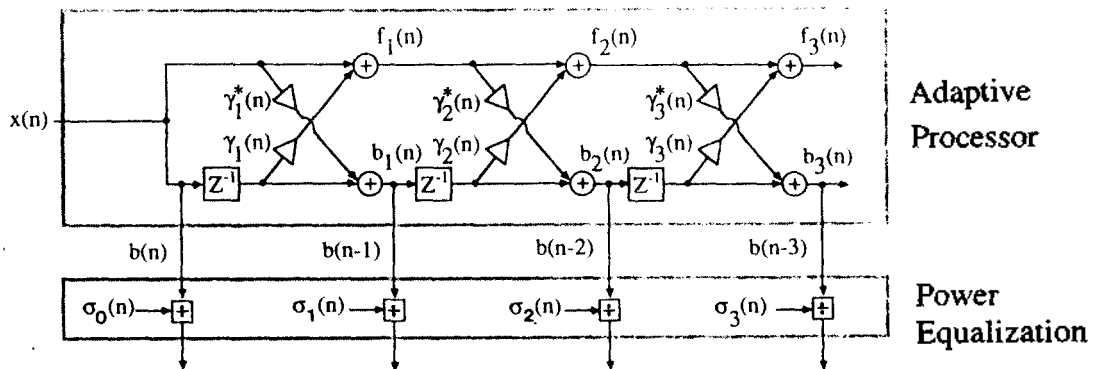
[11] R.L.Mitchell, *Radar Signal Simulation*, Artech House, Inc., 1976.



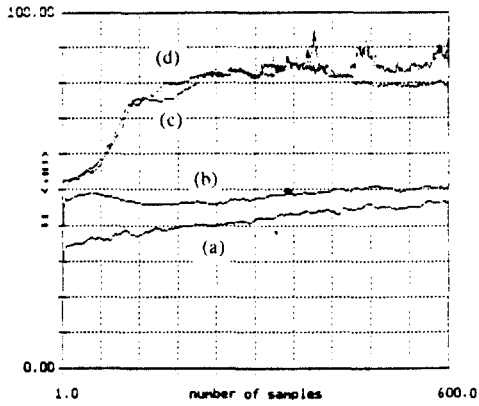
(그림 1) 4 개의 탭을 갖는 적응 GS 필터.



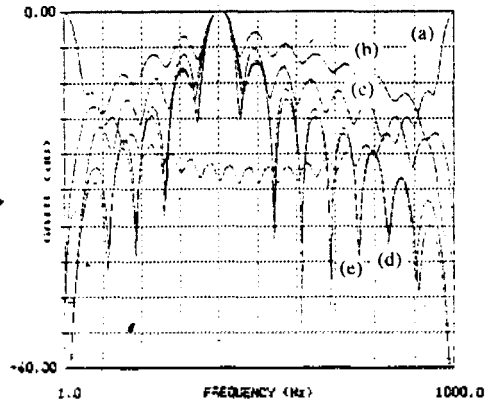
(그림 3) 본 발명의 형태로 구현된 최적 레이더 신호처리기.



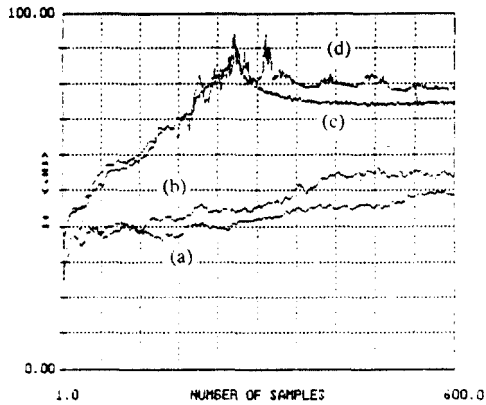
(그림 2) 4 개의 탭을 갖는 적응 lattice 필터.



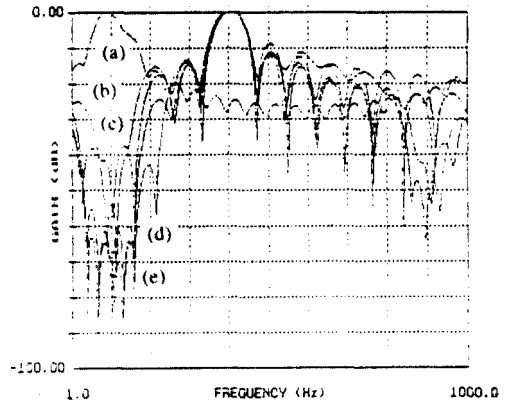
(그림 4) Ground clutter에 대한 IF 변화곡선.
 (a) LMS-GS (b) LMS-lattice
 (c) standard gradient GS
 (d) standard gradient lattice



(그림 5) Ground clutter에 대한 정상상태 전달함수.
 (a) clutter 스펙트럼
 (b) LMS-GS (c) LMS-lattice
 (d) standard gradient GS
 (e) standard gradient lattice



(그림 6) Rain clutter에 대한 IF 변화곡선.
 (a) LMS-GS (b) LMS-lattice
 (c) standard gradient GS
 (d) standard gradient lattice



(그림 7) Rain clutter에 대한 정상상태 전달함수.
 (a) clutter 스펙트럼
 (b) LMS-GS (c) LMS-lattice
 (d) standard gradient GS
 (e) standard gradient lattice