

論文99-36S-2-12

변형된 CFAR 알고리즘을 이용한 새로운 주파수영역 GSC

(New Frequency-domain GSC using the Modified-CFAR Algorithm)

趙明濟*, 文聖薰**, 韓東錫**, 鄭鎮元*, 金秀重**

(Myeong-Je Cho, Sung-Hoon Moon, Dong-Seog Han, Jin-Won Jung, and Soo-Joong Kim)

요 약

GSC(generalized sidelobe canceller)들은 어레이 레이더에서 간섭신호를 제거하기 위하여 이용된다. GSC들 중에서 주파수영역 GSC들은 주파수영역 LMS(least mean square) 알고리즘으로 간섭신호간 상관성을 제거함으로써 시간영역 GSC들보다 빠른 수렴특성을 가진다. 그러나 기존의 주파수영역 GSC들은 간섭신호가 없는 주파수 빈(bin)에 대해서도 매 반복주기마다 가중치를 갱신하므로 주파수영역 GSC의 장점을 충분히 이용하지 못했다. 본 논문은 일정오경보율(constant false-alarm rate; CFAR) 검출기에 근거하여 가중치를 갱신할 빈을 결정하는 새로운 주파수영역 GSC를 제안한다. 본 방법은 간섭신호가 존재해서 전력이 큰 주파수 빈에 대해서만 가중치를 갱신한다. 새로운 GSC는 컴퓨터 모의실험에서 기존의 GSC들 보다 100 반복주기 이상 수렴속도와 5 dB 이상의 출력 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio; SNR)를 개선하였고, 갱신 가중치의 수도 현저히 줄어듦을 확인하였다.

Abstract

The generalized sidelobe cancellers(GSC's) are used for suppressing an interference in array radar. The frequency-domain GSC's have a faster convergence rate than the time-domain GSC's, because they remove the correlation between the interferences using a frequency-domain least mean square(LMS) algorithm. However, we have not fully used the advantage of the frequency-domain GSC's since we have always updated the weights of all frequency bins, even the interferer free frequency bin. In this paper, we propose a new frequency-domain GSC based on constant false-alarm rate(CFAR) detector, of which GSC adaptively determines the bin whose weight is updated according to the power of each frequency bin. This canceller updates the weight of only the bin of which the power is high because of the interference signal. The computer simulation shows that the new GSC reduces the iteration number for convergence over the conventional GSC's by more than 100 iterations. The signal-to-noise ratio(SNR) improvement is more than 5 dB. Moreover, the number of renewal weights required for the adaptation is much fewer than that of the conventional one.

* 正會員, 國防科學研究所

(Agency for Defense Development.)

** 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部

(School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字:1998年11月4日, 수정완료일:1999年1月19日

I. 서 론

레이더 시스템은 각종 간섭신호에 의해 그 성능이 저하될 가능성이 있다. 간섭신호가 존재할 경우에도 레이더가 표적 탐지 임무를 연속하여 수행할 수 있게 하기 위한 대전자전기법(ECCM; electronic counter countermeasure)중 가장 일반적인 기법은 부엽제거

기법이다. 레이다는 간섭신호가 없는 환경에서는 표적을 탐지하기 위해 주 안테나만 이용하고, 간섭신호가 유입될 경우 주 안테나에 수신된 간섭신호를 제거하기 위해 보조 안테나를 이용한다^[1]. 최근 간섭신호 발생 기술들이 매우 다양해짐에 따라 레이다는 보다 우수한 간섭신호 제거 능력을 필요로 한다.

주/보조 안테나를 구성하기 위해 서로 다른 어레이 소자들을 사용하는 기존의 부엽제거기(sidelobe canceller)^[1,2,3,4] 대신 Griffiths와 Jim^[5]은 표적 탐지용으로 사용하는 어레이 소자들의 일부를 조합하여 보조 안테나로 이용하는 구조의 GSC(generalized sidelobe canceller)를 제안하였다. 시간영역에서 LMS(least mean square) 알고리즘을 사용하여 간섭신호를 제거하는 이 기법은 입력 상관행렬의 고유치 분포비^[6]가 클수록, LMS의 수렴속도가 느려지는 단점이 있다^[7,8,9,10]. 입력 상관행렬의 고유치들은 어레이 소자 입력신호의 주파수, 진폭, 입사각의 상호관계에 의하여 결정된다^[11]. 입력 상관행렬의 최소 고유치에 대한 최대 고유치의 비로 표현되는 고유치 분포비가 클수록 간섭신호 제거 알고리즘이 정상상태 출력을 내기 위해 더 많은 횟수의 적응 신호처리가 필요하게 된다. 그러나 간섭신호 환경에서 레이다가 보다 우수한 표적 탐지 능력을 갖도록 하기 위해서는 실시간으로 간섭신호의 제거가 가능하여야 한다. 따라서, 레이다 시스템은 고속 수렴특성과 우수한 출력 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio; SNR)^[12]를 갖는 적응 어레이 신호처리 알고리즘을 필요로 한다.

Chen과 Fang^[7]은 입력신호를 주파수영역으로 변환한 후 LMS 알고리즘을 적용함으로써, 수렴속도를 향상시키는 주파수영역 Griffiths-Jim 적응 빔 형성기(adaptive beamformer)를 제안하였다. Chen과 Fang이 제안한 이 간섭신호제거기법은 주 채널에 포함된 간섭신호를 제거하기 위하여, 안테나 표적 탐지 방향의 표적신호가 제거된 차신호처리기(subtractor) 뒷단의 간섭신호들을 이용한다. 즉, 차신호처리기를 통과한 TDL(tapped-delay-line) 신호를 주파수영역으로 변환하여 간섭신호 상호간의 상관성을 제거함으로써, 시간영역에서 LMS 알고리즘을 적용하는 기법^[5]보다 수렴속도를 크게 향상시켰다. An과 Champagne^[8]은 TDL 입력신호를 이차원 변환(unitary 2-dimensional transform) 시킴으로서 시간적 상관도(temporal correlation)와 공간적 상관도(spatial

correlation)를 모두 제거하여 수렴속도를 더욱 향상시키는 방법을 제안하였다.

앞에서 언급한 주파수영역 적응 신호처리기법들은 매번 가중치를 갱신할 때마다 입력신호를 주파수영역으로 변환하기 위한 계산량만큼 간섭신호 제거 알고리즘의 계산량을 증가시킨다. 그리고 TDL의 출력에 적용될 모든 탭의 가중치를 갱신하기 때문에 적응 신호 처리해야 할 가중치의 수가 많은 단점이 있다. 따라서, 본 연구에서는 안테나로 유입되는 간섭신호의 주파수 특성에 따라 갱신할 가중치를 결정하는 새로운 GSC를 설계하기 위하여, 레이다 표적 탐지 알고리즘인 CFAR(constant false-alarm rate) 알고리즘^[13]을 변형하여 적용하였다. CFAR를 변형 적용한 새로운 간섭신호제거기법은 기존의 주파수영역 간섭신호제거기법들보다 매 반복주기마다 갱신할 가중치의 수가 줄어들고, 수렴속도 및 출력 SNR이 개선됨을 모의실험을 통해 확인하였다. 제안한 주파수영역 GSC는 주어진 모의실험 신호에 대해 기존의 주파수영역 GSC들보다 수렴속도가 평균 100 반복주기 이상 개선되었고, 출력 SNR이 평균 5 dB 이상 개선되었으며, 갱신할 가중치 수도 현저히 줄었다.

본 논문은 I 장의 서론에 이어 II, III장에서 기존의 간섭신호제거기법인 시간영역 및 주파수영역 LMS 알고리즘을 각각 적용한 GSC들의 특성을 살펴보았다. IV장에서는 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 주파수영역 LMS-GSC를 제안하고, 간섭신호 제거에 필요한 계산량을 기존의 알고리즘들과 비교하였다. V장에서는 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 간섭신호제거기법의 성능을 분석하고, VI장에서 결론을 맺었다.

II. 시간영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC

Griffiths와 Jim이 제안한 시간영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC의 구성도는 그림 1과 같다. 레이다는 원하는 신호 방향으로 빔을 형성하기 위하여, K 개의 어레이 소자 뒷단에 빔 조향 지연 소자(beam steering delay unit)를 각각 연결한다. 간섭신호를 제거하기 위한 GSC는 다음과 같은 서로 다른 두 신호처리 경로를 갖는다. 일반적인 부엽제거기에서 주 채널의 역할을 하는 상부 경로는 지연 소자를 거쳐 위상이 같게 된 표적신호의 출력을 모두 합한 후, 고정

표적신호 여파기를 거치게 된다. 주 채널의 출력신호는 LMS 알고리즘 수행시 기준 신호(reference signal)로서 레이더 환경에 따라 표적신호나 간섭신호를 포함할 수도 있다. 그러므로 간섭신호 환경에 있는 레이더는 상부 채널에 포함된 간섭신호의 복제 신호를 얻어, 상부 채널에 포함된 간섭신호를 제거하기 위해 하부 경로를 이용한다^[12]. 하부 채널은 상부 채널에 포함된 간섭신호를 제거하기 위해 수신된 신호를 $K-1$ 개의 차신호처리기로 통과시켜 얻은 서로 다른 위상의 간섭신호를 TDL에서 적응 신호처리 한다. 안테나의 주빔이 지향하는 방향의 표적신호 성분은 빔 조향 지연 소자를 통과하게되면 서로 위상이 같게 되므로 인접한 두 어레이 출력을 서로 빼게 하는 차신호처리를 통과시킴으로서 표적신호 성분이 완전히 제거된 간섭신호만 출력한다. 각 차신호처리기의 출력신호는 $L-1$ 개의 지연소자를 가진 TDL에 의하여 한 칸씩 옆으로 이동하면서 다음 식들과 같은 적응 신호처리 과정을 거치게 된다^[15].

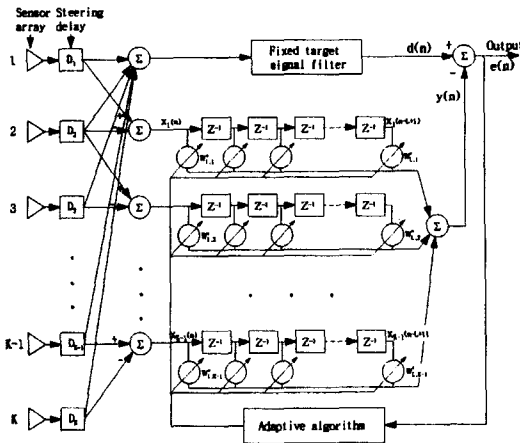


그림 1. Griffiths-Jim 적응 빔 형성기
Fig. 1. Griffiths-Jim adaptive beamformer.

그림 1에서 n 번째 갱신시에 i 번째 TDL에 저장되어 있는 L 개의 입력신호 $X_i(n)$ 은 식 (1)과 같다.

$$X_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1)]^T \quad (1)$$

여기서 T는 전치행렬을 나타낸다. 모든 TDL의 입력신호를 나타내는 벡터 $X(n)$ 은 식 (2)와 같다.

$$X(n) = [X_1^T, X_2^T, \dots, X_{L-1}^T]^T \quad (2)$$

n 번째 갱신시에 i 번째의 TDL의 출력신호에 곱해질

가중치 벡터를 $W_i(n)$ 이라고 하면,

$$W_i(n) = [w_{1,i}, w_{2,i}, \dots, w_{L,i}]^T \quad (3)$$

와 같고, 모든 TDL의 가중치를 나타내는 벡터 $W(n)$ 은 다음과 같다.

$$W(n) = [W_1^T(n), W_2^T(n), \dots, W_{L-1}^T(n)]^T \quad (4)$$

그러므로, 보조 채널의 출력신호 $y(n)$ 은 식 (5)와 같이 표현된다.

$$y(n) = W^H(n) X(n) \quad (5)$$

식 (6)에서와 같이 주 채널의 출력신호 $d(n)$ 과 보조 채널의 출력신호 $y(n)$ 의 차를 구하여 간섭신호가 제거된 오차 신호 $e(n)$ 을 얻는다.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6)$$

간섭신호를 제거하기 위한 최적 가중치를 구하기 위해 Widrow가 제안한 LMS 알고리즘^[14]이 가장 많이 사용되며, 가중치 갱신 방정식은

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu X(n)e^*(n) \quad (7)$$

과 같다. 여기서 μ 는 LMS 알고리즘의 수렴속도와 안정성을 조절하는 단계 상수이다^[15].

평균자승오차(mean square error; MSE)가 정상 상태로 수렴하는 속도는 입력 상관행렬의 고유치 분포비($\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$)에 의해 결정된다. 시간영역 LMS 알고리즘을 이용한 GSC는 고유치 분포비가 클수록 MSE의 수렴속도가 느려지는 단점을 가지고 있다^[7,8,9,10].

III. 주파수영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC

1. 일차원 변환영역 LMS-GSC

Chen과 Fang^[7]은 앞에서 언급한 시간영역 LMS-GSC의 단점을 개선하기 위하여, 그림 2에서와 같은 주파수영역 LMS 알고리즘을 제안하였다. 이를 FLMS-GSC, 주파수영역 Griffiths-Jim 적응 빔 형성기, 또는 Chen-Fang 적응 빔 형성기라고도 한다. 이 알고리즘은 II장에서 논의된 시간영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC의 구조와 유사하나, 각 TDL의

출력신호를 주파수영역으로 변환한 후 신호처리하는 차이점이 있다. TDL의 신호를 주파수영역으로 변환하는 목적은 각 TDL의 탭 입력신호간의 시간적 상관도를 제거하여 수렴속도를 향상시키는 것이다. TDL 신호를 주파수영역으로 변환하기 위해 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform)이나 이산 코사인 변환(discrete cosine transform)이 주로 이용된다.

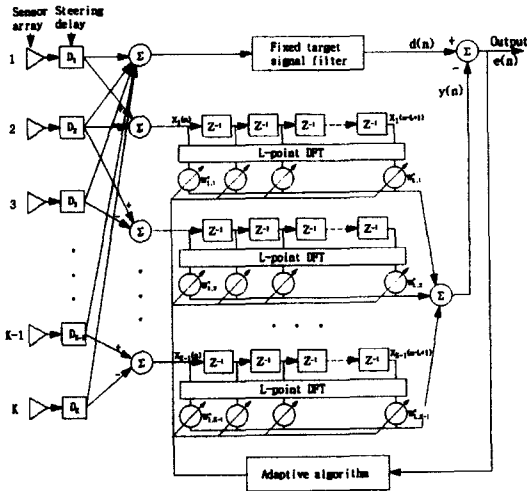


그림 2. Chen-Fang 적응 빔 형성기
Fig. 2. Chen-Fang adaptive beamformer.

식 (1)에서와 같은 TDL 입력신호 $X_i(n)$ 을 탭 길이인 L -포인트 이산 변환을 수행하면 식 (8)과 같다.

$$U_i(n) = DX_i(n) \tag{8}$$

여기서 D 는 L -포인트 변환을, $U_i(n)$ 은 변환 결과인 주파수영역의 신호 벡터로서 식 (9)와 같다.

$$U_i(n) = [u_i(n), u_i(n-1), \dots, u_i(n-L+1)]^T \tag{9}$$

$L \cdot (K-1)$ 차원의 시간 및 주파수 영역의 모든 TDL의 출력 벡터 $X(n)$ 과 $U(n)$ 을 정의하면

$$U(n) = [U_1^T, U_2^T, \dots, U_{K-1}^T]^T \tag{10}$$

$$X(n) = [X_1^T, X_2^T, \dots, X_{K-1}^T]^T \tag{11}$$

와 같다. 식 (10)과 식 (11)을 이용하여 모든 TDL 신호의 변환 식을 표현하면 식 (12) 및 식 (13)과 같다.

$$U(n) = \mathbf{D}X(n) \tag{12}$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} D & 0 & \dots & 0 \\ 0 & D & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & D \end{bmatrix} \tag{13}$$

n 번째 갱신시에 i 번째 TDL에 적용되는 L 개의 가중치 벡터 $W_i(n)$ 은 식 (3)과 같고, 모든 TDL의 가중치 벡터 $W(n)$ 은 $L \cdot (K-1)$ 개의 가중치를 나타내는 열 벡터로서 식 (4)에서와 같다. 보조 채널의 출력 신호 $y(n)$ 은 식 (14)와 같다.

$$y(n) = W^H(n) U(n) \tag{14}$$

오차 신호 $e(n)$ 은 Griffiths-Jim 적응 빔 형성기에 적용된 식 (6)과 같고 이 오차 신호를 이용한 LMS 알고리즘으로 가중치들을 반복적으로 갱신한다. 이때, 가중치 갱신 방정식^[8]은 식 (15)와 같다.

$$W(n+1) = W(n) + 2\gamma R_U^{-1} U(n) e^*(n) \tag{15}$$

여기서, R_U 는 주파수영역으로 변환된 입력신호 벡터 $U(n)$ 의 상관행렬로 식 (16)과 같으며,

$$R_U = E[U(n)U^H(n)] \tag{16}$$

단계 상수 γ 는 MSE가 수렴특성을 갖기 위하여 식 (17)에서와 같은 조건을 만족해야 한다^[7].

$$0 < \gamma < \frac{1}{(K-1)L} \tag{17}$$

2. 이차원 변환영역 LMS-GSC

어레이 소자에 입력되는 간섭신호에는 각 TDL의 탭 입력신호간의 시간적 상관도와 인접 TDL 신호간의 공간적 상관도가 공존한다. 따라서, 시간적 상관도와 공간적 상관도를 동시에 제거함으로써 III장 1절에서 논의된 시간적 상관도만 제거하는 기법보다 수렴속도를 더 향상시킬 수 있다^[8]. 즉, 이차원 변환을 사용하여 간섭신호의 시·공간적 상관도를 모두 제거할 경우, 시간적 상관도만 제거할 경우보다 우수한 출력 특성을 얻을 수 있다.

그림 3에서는 TDL 출력신호를 이차원 변환한 후 LMS 알고리즘을 적용하는 GSC의 구성도를 나타낸다. 이를 2D-TDLMS-GSC(2-dimensional transform-domain LMS-GSC)라고도 한다. TDL 입력신호의 시·공간적 상관도를 제거하기 위해 이차원 변환을 이용하는 것을 제외하고는 앞에서 언급한 Chen-Fang 적응 빔 형성기의 신호처리 과정과 동일하다.

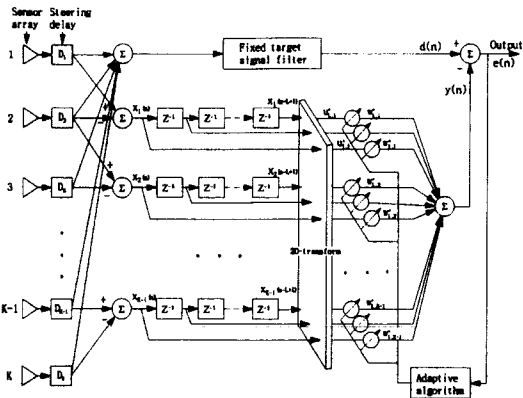


그림 3. 이차원 변환영역 LMS 알고리즘을 적용한 적응 빔 형성기
 Fig. 3. Adaptive beamformer using a 2-D transform-domain LMS algorithm.

IV. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 주파수영역 LMS-GSC

1. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘

주파수영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC는 시간영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC보다 간섭신호 제거능력은 우수하나 주파수 변환에 사용되는 계산량 만큼 간섭신호 제거에 필요한 계산량이 증가하는 단점이 있다. 즉, 매 반복주기마다 각 TDL 출력신호 L 개를 주파수영역으로 변환하고, 모든 주파수 빈(bin)에 해당하는 가중치들과 각각 곱해지게 된다. 또한, 기존의 주파수영역 LMS-GSC들은 매 반복주기마다 유입되지 않는 간섭신호에 해당하는 가중치도 갱신하므로 주파수 변환 적응 신호처리기법의 장점을 충분히 이용하지 못했다. 즉, 주파수영역 LMS-GSC는 입력신호를 주파수영역으로 변환하나, 유입되지 않는 간섭신호 주파수 빈의 전력값도 해당 가중치와 곱하는 단점을 가지고 있다. 갱신할 가중치의 수가 많을수록 GSC를 구현하기 위한 하드웨어 구성 소자수나 소프트웨어로 구성된 알고리즘의 계산량이 증가하게 된다.

앞에서 언급한 단점을 제거하기 위하여 본 논문에서는 유입되는 간섭신호의 주파수 특성을 분석하여 유입되지 않는 간섭신호의 주파수 빈에 해당하는 가중치를 갱신하지 않고도 간섭신호제거 특성이 우수한 새로운 GSC를 제안한다. 즉, 안테나로 유입되는 간섭신호의 주파수 빈을 적응적으로 탐지하여 유입되는 간섭신호 주파수 빈의 해당 가중치만 선별하여 가중치를 갱신하

여 곱하기 위해, 그림 4에서의 같이 일반 레이다의 표적 탐지기법인 CFAR 알고리즘을 변형하여 적용하였다. CFAR 알고리즘은 레이다 시스템에서 클러터(clutter)나 간섭신호의 전력변화에 대해 일정한 오경보율을 유지하면서 적응적으로 표적을 탐지하기 위해 사용된다^[13]. 여러가지 CFAR들 중 연속된 지연선(tapped-delay-line)을 이용하여 표적 여부를 판별하고자 하는 시험셀의 주변 셀들의 전력을 평균하여 문턱치(threshold)를 정함으로써, 일정한 오경보율을 유지하는 방법을 CA-CFAR(cell average-CFAR)라고 한다. 기존의 CFAR 알고리즘들은 거리(range) 방향으로 일정 길이의 일차원 창(window)을 이동시키면서 표적을 탐지하나, 제안한 변형된 CFAR는 주파수 방향으로 창의 크기를 TDL의 길이로 고정하고 시험셀의 위치만 순차적으로 바꾸어 알고리즘을 수행한다.

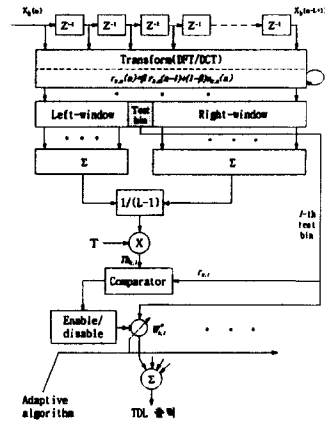


그림 4. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 이용한 갱신할 가중치 탐지
 Fig. 4. Search of renewal weight using the modified-CFAR algorithm.

제안한 변형된 CFAR 알고리즘은 우선 유입되는 간섭신호의 주파수 빈을 탐지하기 위해 k 번째 TDL의 L 개 샘플을 주파수 변환한다. 변환된 각 주파수 빈의 전력을 레이다 시스템의 주파수 대역별 클러터 맵(clutter map) 작성 알고리즘^[16]인 식 (18)을 이용하여 일정 시간 동안 주파수 빈별로 누적하여 평균 전력 $r_{k,m}$ 을 구한다.

$$r_{k,m}(n) = \beta r_{k,m}(n-1) + (1-\beta)|u_{k,m}(n)|^2, \quad m=1,2,\dots,L \tag{18}$$

여기서, β 는 평활 상수이고, m 은 DFT나 DCT후

주파수 bin의 번호이다. 누적된 L 개의 주파수 bin 전력을 이용하여, 식 (19)에서와 같이 l 번째 시험 bin을 기준으로 양쪽 창 내에 위치하는 각 bin들의 전력을 평균하여 문턱치 $Th_{k,l}$ 을 설정한다.

$$Th_{k,l} = \frac{T}{L-1} \left(\sum_{m=1}^L r_{k,m}(n) - r_{k,l}(n) \right) \quad (19)$$

여기서, T 는 오경보율을 조절하기 위한 상수이다^[13]. 식 (19)에 의해 설정된 문턱치 $Th_{k,l}$ 이상의 전력을 갖는 시험 bin은 어레이 소자에 강하게 유입되어 제거되어야 할 간섭신호의 주파수 bin을 나타내므로 해당 가중치 곱셈기를 식 (20)에서와 같이 활성화시킨다.

$$\begin{aligned} Th_{k,l} &\geq r_{k,l}(n) && : \text{가중치 갱신 중지} \\ Th_{k,l} &< r_{k,l}(n) && : \text{가중치 갱신} \end{aligned} \quad (20)$$

제안한 변형된 CFAR 알고리즘은 초기 반복주기 단계에서 유입되는 간섭신호의 주파수 bin 탐지후 해당 가중치 곱셈기 활성화 시점까지만 적용된다. 따라서, 제안한 CFAR를 구동하는 최대 반복주기수는 탭수(L)보다 크지 않다.

앞에서 언급한 방법과 같이 제안한 변형된 CFAR 알고리즘은 유입되는 간섭신호의 주파수 bin을 탐색하고, 탐색된 주파수 bin에 해당하는 가중치 곱셈기를 활성화시키므로 LMS 알고리즘이 갱신할 가중치 수를 줄인다. 즉, LMS 알고리즘은 레이다로 유입되는 간섭신호 주파수 bin의 해당 가중치만 반복적으로 갱신한다. 이 제안한 변형된 CFAR 알고리즘은 유입되는 백색 열 잡음과 간섭신호중 가중치 분산값^[15]만을 증대시켜 수렴특성을 저해하는 열 잡음 주파수 bin에 해당하는 가중치는 갱신하지 않고, 간섭신호의 주파수 bin에 해당하는 가중치들만 LMS 알고리즘이 갱신하게 한다. 따라서 기존의 간섭신호제거기법들보다 갱신할 가중치 수를 줄이고, 출력신호의 SNR과 수렴특성이 개선된 우수한 간섭신호제거기법이다.

2. 계산량 비교

레이다 안테나에 유입되는 간섭신호의 전력이 다양하여 입력 상관행렬의 고유치가 비교적 넓게 분포할 경우 간섭신호제거기의 수렴속도가 느려진다. 이러한 단점을 제거하기 위하여 입력신호를 주파수영역으로 변환한 후 LMS 알고리즘을 적용함으로써 간섭신호간의 상관도를 제거하여 수렴속도를 증가시키는 기존의 방법들을 논의하였다. 이 방법들의 단점은 입력신호를

주파수영역으로 변환하므로 주파수 변환에 필요한 만큼 계산량이 증가되는 것이다.

표 1에서는 기존의 GSC들^[8]과 제안한 GSC 적용시 필요한 매 반복주기당 복소곱의 수를 비교하였다. 여기서, 주파수영역 LMS 알고리즘을 적용하는 GSC는 주파수 변환방법으로 radix-2 FFT를 사용할 때를 기준으로 복소곱의 수를 산출하였다. 제안한 CFAR 알고리즘은 초기단계의 반복주기에서 탭수인 L 보다 적거나 같은 반복주기 만큼 수행된다. 이때 필요한 연산은 주파수 bin별 평균 전력 획득시 소요되는 $L \cdot L$ 회의 복소곱과 식 (20) 수행시 소요되는 L 회의 비교셈이다. 이는 제안한 기법 적용에 의해 매 반복주기마다 LMS 수행시 감소되는 복소곱의 수 $[3.5(K-1)(L-L_m)]$ 에 비해 무시할 수 있는 정도의 계산량이다. 그리고 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 FLMS-GSC나 2D-TDLMS-GSC의 갱신할 가중치 수(L_m)는 간섭신호 환경에 따라 차이가 있으나 기존의 주파수영역 GSC들의 갱신 가중치 수인 L 보다 크지 않다($L \geq L_m$). 예를 들어 유입되는 간섭신호의 주파수가 한 종류일 경우, 기존의 방법들은 갱신할 가중치 수를 간섭신호의 수에 관계없이 탭수로 고정하나, 제안한 GSC는 유입되는 간섭신호 주파수 bin의 수에 해당하는 한 개의 가중치만 갱신한다.

표 1. GSC 구현기법에 따른 반복주기당 복소곱의 수^[8]

Table 1. Number of complex multiplication per cycle for various GSC realizations.

GSC 구현기법	복소곱의 수	
	LMS 수행시	radix-2 FFT 수행시
Griffiths-Jim GSC	$2(K-1)L$	
FLMS-GSC	$3.5(K-1)L$	$(K-1)L \log_2 L$
2D-TDLMS-GSC	$3.5(K-1)L$	$(K-1)L \log_2 L + (K-1) \log_2 (K-1)$
Modified-CFAR FLMS-GSC	$3.5(K-1)L_m$	$(K-1)L \log_2 L$
Modified-CFAR 2D-TDLMS-GSC	$3.5(K-1)L_m$	$(K-1)L \log_2 L + (K-1) \log_2 (K-1)$

K : 어레이 소자 수, L : TDL의 탭 수, L_m : 제안한 modified-CFAR 알고리즘에 의해 탐지된 주파수 bin의 수($L_m \leq L$).

* 제안한 modified-CFAR 알고리즘 수행시 필요한 최대 복소곱의 수: $L \cdot L$ (복소곱)+ L (비교셈).

표 1에서와 같이 시간영역에서 구현한 GSC보다 주파수영역에서 구현한 GSC가 주파수변환에 필요한 복소곱의 수만큼 더 많은 복소곱을 필요로 한다. 그러나,

제한한 간섭신호제거기법은 유입되는 간섭신호의 주파수 특성에 따라 갱신할 가중치의 수를 적절하게 조절하므로 기존의 주파수영역 GSC들 보다 가중치 계산에 필요한 복소곱의 수가 줄고, 출력신호의 수렴특성과 SNR이 개선되는 방법이다. 이러한 특성을 V장의 모의실험을 통해 확인하였다.

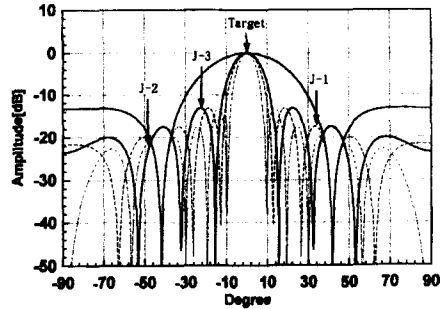
V. 컴퓨터 모의실험 및 결과 분석

제한한 간섭신호제거기법의 성능을 평가하기 위하여 다음과 같이 컴퓨터 모의실험을 하였다. 사용한 모의실험 조건은 실험결과를 용이하게 비교하기 위해, 기존의 간섭신호제거기법인 Griffiths-Jim 적응 빔 형성기^[5], An-Champagne 적응 빔 형성기^[8]와 Chen-Fang 적응 빔 형성기^[7]의 성능 평가시에 이용된 모의실험 조건과 동일하게 하였다. 안테나의 어레이 소자수는 15이고, TDL의 탭수는 8이다. 정규화 주파수가 0.1이고 가우시안 분포 열 잡음에 비해 10 dB 큰 전력을 갖는 표적신호가 0° 방위에서, 입력 상관행렬의 고유치 분포비가 비교적 큰 세 종류의 간섭신호가 열 잡음에 비해 각각 20 dB, 40 dB, 30 dB 큰 전력으로 표 2에서와 같은 방위각에서 어레이 안테나로 동시에 유입된다.

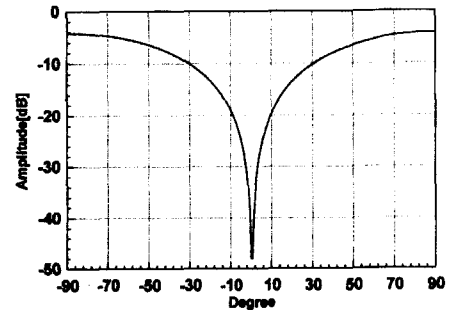
표 2. 모의실험 조건
Table 2. Simulation condition.

신호	사양	정규화 주파수	입사각 [°]	SNR/JNR [dB]
표적신호		0.1	0	SNR=10
간섭신호-1		0.3	34	JNR=20
간섭신호-2		0.4	-49	JNR=40
간섭신호-3		0.25	-24	JNR=30

그림 5(a)에서는 적응 신호처리 이전 표적신호와 간섭신호-1, 2 및 3의 주파수에서의 어레이 패턴을 각각 나타낸다. 즉, 어레이 안테나가 0° 방위의 표적신호를 탐지하기 위해 빔 조향 지연 소자의 지연시간을 조절할 때 유입신호 주파수에서의 패턴을 각각 나타낸다. 또한, 주 채널의 간섭신호를 제거하기 위한 간섭신호의 복제 신호를 얻기 위해 0° 방위의 표적신호만 제거하는 차신호처리기 #1의 패턴을 그림 5(b)에 나타내었다.



(a)



(b)

그림 5. 어레이 패턴들과 차신호처리기의 패턴, (a) 적응 신호처리전 표적신호와 간섭신호-1, 2 및 3 주파수에서의 어레이 패턴, (b) 표적신호 주파수에서 차신호처리기 #1의 패턴

Fig. 5. Array patterns and subtracter pattern, (a) Nonadaptive array patterns plotted at jammer-1, 2, 3, and target frequencies, (b) Pattern of subtracter #1 at target frequency.

그림 6에서는 상부 채널에 포함된 표적신호와 간섭신호들의 주파수 스펙트럼을 나타냈다. 따라서, 모의실험에 사용된 GSC들은 상부 채널에 포함된 정규화 주파수 0.1의 표적신호만 출력하고 나머지 간섭신호를 제거해야 한다.

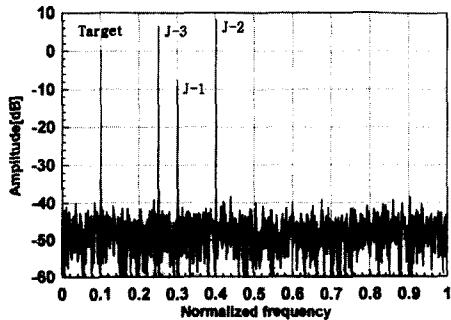


그림 6. GSC에 유입되는 표적 및 간섭신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 6. Frequency spectrum of target and interference signals inputting at GSC.

1. Griffiths-Jim 적응 빔 형성기

유입되는 간섭신호들의 전력이 그림 6에서와 같이 비교적 다양할 경우 MSE는 그림 7(a)에서와 같이 비교적 느리게 수렴함을 알 수 있다. 그러나, 레이다 시스템은 실시간 간섭신호 제거능력을 필요로 하므로, 보다 적은 반복주기에서 MSE가 안정상태로 수렴되어야 한다. 그림 7(b)에서는 Griffiths-Jim 적응 빔 형성기 출력신호의 주파수 스펙트럼을 보여준다. 주 채널의 표적신호 성분을 제외한 세 종류의 간섭신호들을 모두 제거해야하나 입력 상관행렬의 고유치 분포비가 비교적 커서 전력이 상대적으로 작은 간섭신호를 완전히 제거하지 못하고 있음을 알 수 있다.

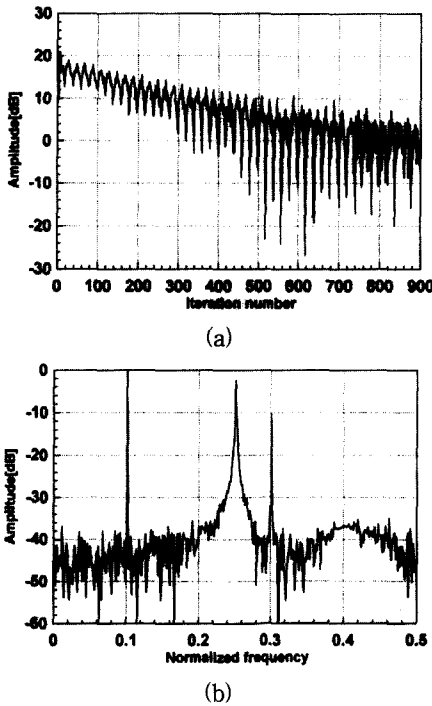


그림 7. Griffiths-Jim 적응 빔 형성기의 특성, (a) 반복주기에 따른 평균자승오차의 변화, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 7. Characteristic of Griffiths-Jim adaptive beamformer, (a) Learning curve of MSE, (b) Frequency spectrum of array output.

2. 일차원 변환영역 LMS-GSC

Chen-Fang 적응 빔 형성기를 이용한 간섭신호 제거결과는 그림 8에서와 같다. 그림 8 (a) 및 (b)에서 실선은 DFT를 사용한 경우의 결과이고, 점선은 DCT를 사용한 경우의 결과이다(이후, 동일 적용). 그림 8(a)에서는 주파수영역에서 LMS 알고리즘을 적용한

GSC의 반복주기에 따른 MSE 변화를 나타낸다. DFT와 DCT를 사용할 때 모두 Griffiths-Jim GSC 보다 빠른 약 300 반복주기에서 MSE가 정상상태로 수렴함을 알 수 있다. 그림 8(b)에서는 출력신호의 주파수 스펙트럼을 나타냈는데, 시간영역 LMS-GSC 결과인 그림 7(b)에서 보다 정규화 주파수 0.25와 0.3에서 각각 8 dB 및 2 dB 정도 간섭신호 성분을 더 잘 제거함을 알 수 있다.

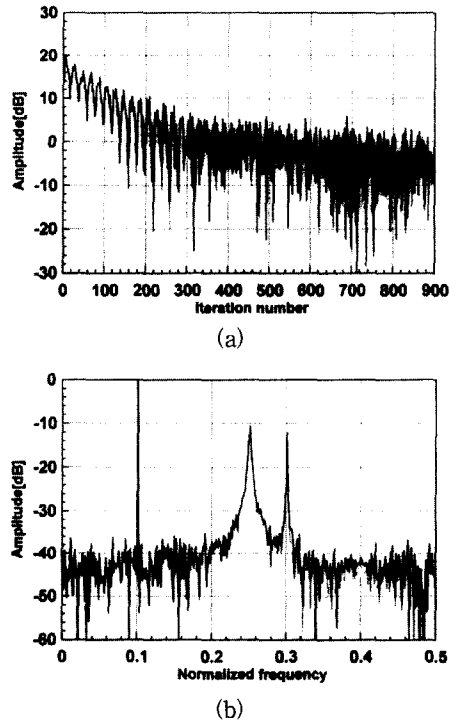


그림 8. Chen-Fang 적응 빔 형성기 [FLMS-GSC]의 특성(실선; DFT 적용, 점선; DCT 적용), (a) 반복주기에 따른 평균자승오차의 변화, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 8. Characteristic of Chen-Fang adaptive beamformer [FLMS-GSC] (solid line; using DFT, dot line; using DCT), (a) Learning curve of MSE, (b) Frequency spectrum of array output.

3. 이차원 변환영역 LMS-GSC

이차원 변환영역에서 LMS 알고리즘을 적용한 GSC의 출력특성은 그림 9와 같다. 2D-TDLMS-GSC는 입력신호를 이차원적으로 변환하여 입력신호의 시·공간적 상관도를 모두 제거한 후 LMS 알고리즘을 수행한다. 따라서, 그림 9(a)에서와 같이 FLMS-GSC 결과인 그림 8(a)에서 보다 약 100 반

복주기 정도 빠른 약 200 반복주기에서 정상상태로 수렴됨을 볼 수 있다. 그림 9(b)에서는 출력신호의 주파수 스펙트럼을 나타내는데 2D-TDLMS-GSC가 FLMS-GSC에 비하여 평균 5 dB 이상 간섭신호 성분을 더 잘 제거함을 볼 수 있다.

이상의 실험결과와 같이 주파수영역 LMS-GSC 알고리즘(FLMS-GSC)을 사용하면 시간영역 LMS-GSC의 문제점인 고유치 분포비가 커져 수렴속도가 느려지는 것을 개선할 수 있음을 알 수 있다. 또한, 간섭신호의 변환을 이차원적으로 수행하면 수렴속도를 더 향상시킬 수 있다는 것을 확인하였다.

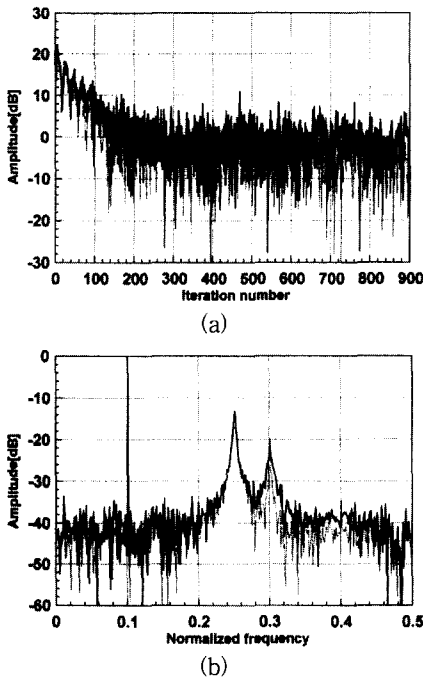


그림 9. 이차원 변환영역 LMS-GSC [2D-TDLMS-GSC]의 특성(실선; DFT 적용, 점선; DCT 적용), (a) 반복주기에 따른 평균자승오차의 변화, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 9. Characteristic of 2D transform-domain LMS algorithm [2D-TDLMS-GSC] (solid line; using DFT, dot line; using DCT), (a) Learning curve of MSE, (b) Frequency spectrum of array output.

4. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 주파수영역 LMS-GSC

그림 10(a)에서는 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 FLMS-GSC [modified-CFAR FLMS-GSC]의 결과를 나타내었는데, MSE가 약 200 반복주기 후에 정상상태에 도달함으로써 기존의 FLMS

알고리즘을 적용한 GSC 결과인 그림 8(a)에서 보다 약 100 반복주기 정도 수렴속도가 빨라짐을 알 수 있다. 그림 10(b)에서의 주파수 스펙트럼을 살펴보면 기존의 방법에 의한 간섭신호 제거결과인 그림 8(b)에서의 스펙트럼에 비해 정규화 주파수 0.25의 간섭신호를 평균 5 dB 이상 더 잘 제거함을 알 수 있다. 또한 기존의 FLMS-GSC는 간섭신호의 주파수 특성에 관계없이 TDL당 8개씩 가중치를 모두 갱신한다. 그러나, 식 (19)에서 문턱치 결정 상수 'T'를 0.07로 하여 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 반복주기 1에서 8까지 8 반복주기 동안 적용한 FLMS-GSC는 DFT를 적용한 경우 TDL #1에서 #14까지 각 3개씩의 가중치만 갱신했고, DCT를 적용한 경우 TDL #1에서 #14까지 5, 6, 5, 5, 5, 6, 6, 5, 5, 5, 6, 5, 5, 5 개씩의 가중치만 각각 갱신했다. 즉, 기존의 FLMS-GSC보다 갱신 가중치의 수를 현저히 감소시킨다.

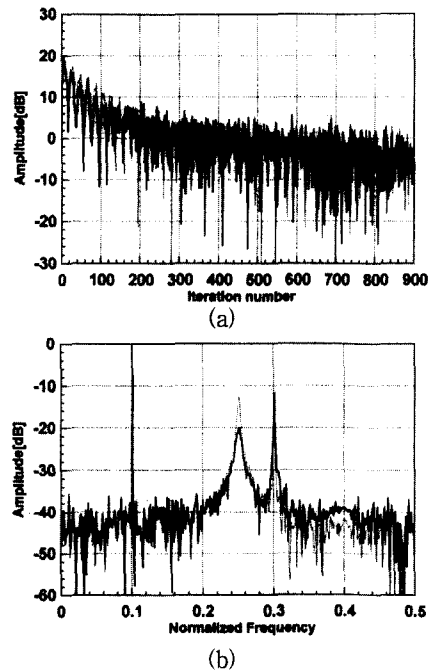


그림 10. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 FLMS-GSC [modified-CFAR FLMS-GSC]의 특성(실선; DFT 적용, 점선; DCT 적용), (a) 반복주기에 따른 평균자승오차의 변화, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 10. Characteristic of the FLMS-GSC using the modified-CFAR [modified-CFAR FLMS-GSC] (solid line; using DFT, dot line; using DCT), (a) Learning curve of MSE, (b) Frequency spectrum of array output.

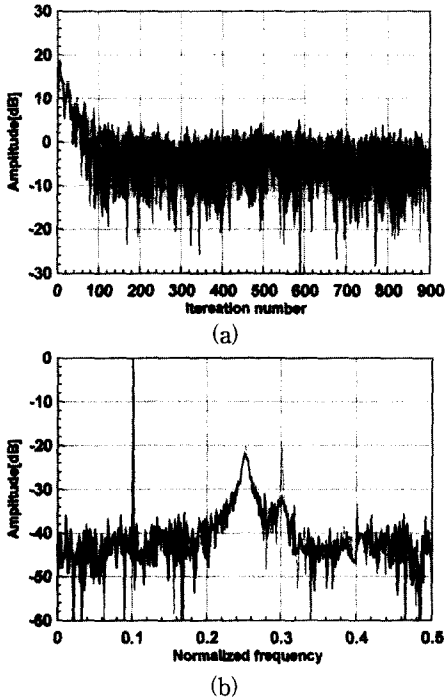


그림 11. 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 2D-TDLMS-GSC [modified-CFAR 2D-TDLMS-GSC]의 특성(실선; DFT 적용, 점선; DCT 적용), (a) 반복주기에 따른 평균자승오차의 변화, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼

Fig. 11. Characteristic of the 2D-TDLMS-GSC using the modified-CFAR [modified-CFAR 2D-TDLMS-GSC] (solid line; using DFT, dot line; using DCT), (a) Learning curve of MSE, (b) Frequency spectrum of array output.

그림 11(a)는 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 2D-TDLMS-GSC [modified-CFAR 2D-TDLMS-GSC]가 약 100 반복주기 후에는 MSE가 정상상태로 수렴됨을 나타낸다. 따라서 제안한 기법은 기존의 2D-TDLMS 알고리즘을 적용한 GSC 결과인 그림 9(a)에서 보다 약 100 반복주기 빨리 MSE가 0 dB로 도달하였다. modified-CFAR 2D-TDLMS-GSC 출력신호의 주파수 스펙트럼은 그림 11(b)에서와 같다. 이는 기존의 방법인 2D-TDLMS-GSC 적용결과인 그림 9(b)에서 보다 DFT/DCT 적용에 따라 평균 5 dB 이상 간섭신호 제거능력이 향상됨을 알 수 있다. 또한, 기존의 2D-TDLMS-GSC는 간섭신호의 주파수 특성에 관계없이 TDL당 8 개씩 가중치를 모두 갱신한다. 그러나, 식 (19)에서의 문턱치 결정 상수

'T'를 0.07로 하여 제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 반복주기 1에서 8까지 8 반복주기 동안 적용한 2D-TDLMS-GSC는 TDL #1에서 #14까지, DFT를 적용할 경우 각각 3, 3, 4, 3, 3, 3, 3, 3, 3, 3, 3, 3, 3, 3 개, DCT를 적용할 경우 5, 5, 6, 6, 5, 5, 5, 5, 5, 5, 5, 5, 5 개씩의 가중치만 각각 갱신했다. 즉, 기존의 2D-TDLMS-GSC보다 갱신 가중치 수를 현격히 감소시킨다.

VI. 결론

어레이 안테나에 유입되는 간섭신호들의 전력이 다양하여 입력 상관행렬의 고유치가 비교적 넓게 분포할 경우 간섭신호제거기의 수렴속도가 현저히 느려진다. 이러한 단점을 제거하기 위하여 입력신호를 주파수영역으로 변환하여 간섭신호간의 상관도를 제거한 후 LMS 알고리즘을 적용한다. 주파수영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC는 시간영역 LMS 알고리즘을 적용한 GSC보다 간섭신호 제거능력은 우수하나 주파수변환에 사용되는 계산량 만큼 간섭신호 제거에 필요한 계산량을 증가시키는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 앞에서 언급한 단점들을 제거하기 위해 변형된 CFAR 알고리즘을 적용하여, 유입되는 간섭신호 주파수 특성에 따라 갱신해야 하는 가중치의 수를 적응적으로 조절하여 간섭신호를 제거하는 새로운 GSC를 제안하였다. 즉, 기존의 주파수영역 LMS 알고리즘을 이용하는 GSC는 입력신호를 주파수영역으로 변환하나, 유입되지 않는 간섭신호 주파수 bin의 출력도 해당 가중치와 곱해지는 단점을 가지고 있다. 갱신할 가중치의 수가 많을수록, GSC를 구현하기 위한 하드웨어 구성 소자수나 소프트웨어로 구성된 알고리즘의 계산량이 증가하게 된다. 계산량이 많아지면 실시간으로 표적을 탐지하여 적절한 대응을 요하는 레이다 시스템을 구현하기가 어렵다. 따라서, 안테나로 유입되는 간섭신호의 주파수 특성을 적응적으로 탐지하여 유입되는 간섭신호 주파수 bin의 해당 가중치만 선별하여 가중치를 갱신하기 위하여 일반 레이다의 표적 탐지기법인 CFAR 알고리즘을 변형 적용하였다. 이 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 새로운 GSC는 기존의 GSC들에 비해 유입되는 간섭신호의 주파수 bin에 해당하는 가중치들만 갱신하므로 갱신할 가중치의 수를 줄였고, 간섭신호와 동시에 유입되는 열 잡음

의 영향을 줄임으로서 출력신호의 SNR과 수렴특성이 개선된 우수한 간섭신호제거기법이었다.

제안한 변형된 CFAR 알고리즘을 적용한 FLMS-GSC와 2D-TDLMS-GSC는 주어진 모의 입력신호에 대해 기존의 FLMS-GSC와 2D-TDLMS-GSC보다 약 100 반복주기 이상 수렴속도를 각각 향상시키고, 평균 5 dB 이상 간섭신호를 더 잘 제거함을 알 수 있었다. 또한, 새로운 GSC는 제안한 CFAR 알고리즘을 적용하므로 갱신할 가중치 수를 기존의 주파수영역 GSC들보다 현저히 감소시켰다.

참 고 문 헌

- [1] 조명제, 한동석, 정진원, 김수중, “강한 간섭 신호를 제거하기 위한 3차원 위상배열 레이다용 새로운 부엽제거기”, 대한전자공학회 논문지 제35권, S편 제10호, pp. 144-155, 1998
- [2] Isamu UEDA, Seiji NOMOTO, “Adaptive nulling in active phased array radars”, *International Symposium ISNCR-94*, pp. 419-424, Nov. 15-17, 1994.
- [3] Julian C. Old, “Sidelobe canceller for radar systems”, *United States Patent 4 434 424*, Marconi Company Limited, Chelmsford, England, Feb. 1984.
- [4] Eiichi Kiuchi, Hiroshi Sawanaka, Yuichi Tomita, “Coherent sidelobe canceller”, *United States Patent 4 577 193*, NEC Corporation, Tokyo, Japan, Mar. 1986.
- [5] Griffiths, L.J., and Jim, C.W., “An alternative approach to the linearly constrained adaptive beamforming”, *IEEE Trans. Antenna Propag.*, AP-30, pp. 27-34, 1982.
- [6] Roger A. Horn and Charles R. Johnson, *Matrix analysis*, Cambridge University Press, London, 1990.
- [7] Chen, Y.-H., and Fang, H.-D., “Frequency-domain implementation of Griffiths-Jim adaptive beamformer”, *J. Acoust. Soc. Am.*, 91, pp. 3354-3366, 1992.
- [8] J. An, and B. Champagne, “GSC realizations using the two-dimensional transform-domain LMS algorithm”, *IEE Proc.-Radar, Sonar Navig.*, vol. 141, no. 5, pp. 270-278, Oct. 1994.
- [9] Fahang-Boroujeny, B., and Gazor, S., “Selection of orthogonal transforms for improving the performance of the transform domain normalized LMS algorithm”, *IEE Proc. F Commun. Radar Signal Process.*, 139, pp. 327-335, 1992.
- [10] Matthew W. Ganz, “Rapid Convergence by Cascading Applebaum Adaptive Arrays”, *IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst.*, vol. 30, no. 2 pp. 298-306, Apr. 1994.
- [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood, NJ, 1986.
- [12] Myeong Je Cho, Dong Seog Han, Jin Won Jung, and Soo Joong Kim, “A Study on New Sidelobe Canceller for 3-D Phased Array Radar in Strong Interference”, *International Technical Conference ITC-CSCC'98*, pp. 1487-1492, Jul. 13-15, 1998.
- [13] M. I. Skolnik, *RADAR HANDBOOK*, McGraw-Hill, 1990.
- [14] B. Widrow, J. McCoal, and M. Ball, “The Complex LMS Algorithm”, *Proc. IEEE*, 63, pp. 719-720, 1975.
- [15] Compton, R.T. Jr., *Adaptive antennas*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [16] D. Curtis Schleher, *MTI and Pulsed Doppler Radar*, Artech House, Boston, pp. 46-52, 1991.

저 자 소 개

趙 明 濟(正會員) 第 35卷 S編 第 10號 參照
현재 국방과학연구소 선임연구원



文 聖 薰(正會員)
1974年 9月 22日生 1998年 2月경북
대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공
학사). 1998年 3月 ~ 현재 경북대학
교 대학원 전자공학과 석사과정. 주
관심분야는 적응 신호 처리, 디지털
통신 시스템 등임

韓 東 錫(正會員) 第 35卷 S編 第 10號 參照
현재 경북대학교 전자전기공학부 조
교수

鄭 鎮 元(正會員) 第 35卷 S編 第 10號 參照
현재 국방과학연구소 책임연구원

金 秀 重(正會員) 第 33卷 B編 第 7號 參照
현재 경북대학교 전자전기공학부 정
교수