

論文 98-35S-10-15

강한 간섭 신호를 제거하기 위한 3차원 위상배열 레이더용 새로운 부엽제거기

(New Sidelobe Canceller for 3-D Phased Array Radar in Strong Interference)

趙明濟*, 韓東錫**, 鄭鎭元*, 金秀重.**

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

요 약

임의의 잡음 환경에서 신호 대 잡음비(SNR; signal-to-noise ratio)를 최대화하는 어레이 안테나 소자의 최적 가중치들은 안테나의 설계 구조와 안테나로 유입되는 표적 및 간섭 신호의 방향에 의해 결정된다. 신호 대 잡음비를 최대화시키는 방법을 이용한 기존의 부엽제거기법들은 고-전력 간섭 신호시 주 안테나의 부엽으로 수신된 간섭 신호가 매우 커서 주 안테나 수신 시스템을 포화시키므로 수신 신호 성분이 손실된다.

본 논문에서는 강한 간섭 신호에 의해 주 안테나 수신 시스템이 포화되는 것을 막기 위해 수신기 전단에서 강한 간섭 신호를 일차적으로 제거하는 적응 영 조정 기법(adaptive nulling)을 주 안테나에 적용한다. 또한 제거할 간섭 신호를 충분히 획득하기 위해 간섭 신호 방향 적응 어레이 기법(adaptive array)을 보조 안테나에 적용한다. 제안한 부엽제거기법은 이 주/보조 안테나의 출력을 부엽제거기(SLC; sidelobe canceller)의 입력으로 사용한다. 적응 영 조정기와 적응 어레이의 결합으로 구성된 제안한 부엽제거기는 강한 간섭 신호에 의해 주 안테나 수신 시스템이 포화되는 것을 막음으로서 주어진 모의 실험 신호에 대해 기존의 부엽제거기들보다 부엽에서 평균 7 dB, 주빔 근처에서 약 20 dB 이상의 신호 대 잡음비를 개선하였다.

Abstract

The array weights that will maximize the SNR for any type of noise environment are determined by the function of the antenna design configuration and the directions of receiving target and interference signals. The conventional SLCs(sidelobe cancellers) using the SNR maximization perform worst from the saturation of the receiving system of main channel when the main antenna has pattern with high gain at the arrival angle of strong interference.

In this paper, the new SLC is accomplished by using two independent antenna architecture. Main antenna is implemented with adaptive nulling, which is used for rejecting high-power interference primarily. Auxiliary antenna is realized with adaptive array for receiving interference signal to be suppressed completely, which has a characteristic of sufficient gain for every direction. The new SLC is implemented with above both antennas. We show that the new SLC, which consists of the adaptive nulling main antenna and the adaptive array auxiliary antenna, is useful in reducing the effect of strong interference like jammer, because the adaptive nulling at main antenna prevents its receiver and signal processor from saturation by strong interference. The proposed SLC has improved SNR over the conventional SLCs. The improved SNR at sidelobe region is typically more than 7 dB for a given test signal. Moreover it improves the SNR of about 20 dB under strong interference at mainlobe.

* 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

(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字: 1998年4月8日, 수정완료일: 1998年9月28日

I. 서론

레이다 시스템은 각종 간섭 신호에 의해 그 성능이 저하될 가능성이 있다. 간섭 신호 존재 시에도 레이다가 표적 탐지 임무를 연속하여 수행할 수 있게 하기 위한 대전자전기법(ECCM; electronic counter counter measure)중 가장 일반적인 기법은 부엽제거 기법이다. 일반적으로 레이다는 간섭 신호가 없는 환경에서 표적 탐지를 위해 주 안테나만 이용하고, 간섭 신호가 있는 경우 간섭 신호를 제거하기 위해 보조 안테나를 이용한다. 최근에는 간섭 신호 발생 기술들이 매우 다양해지고 고-전력화됨에 따라, 레이다는 보다 우수한 간섭 신호 제거 능력을 필요로 한다. 따라서, 본 논문은 기존의 부엽제거기들이 강한 간섭 신호에 의해 성능이 떨어지는 단점을 보완하기 위해 주 안테나에 적응 영 조정 기법을 적용하고 보조 안테나에 적응 어레이 기법을 적용하여, 고-전력/임의 방향 간섭 신호에도 우수한 간섭 신호 제거능력을 갖는 새로운 부엽제거기법을 제안한다.

부엽제거기와 적응 영 조정 기법은 출력 단에서 최대 신호 대 잡음비를 얻기 위해 동일한 이론적 근거에 의해 가중치를 계산한다^[1, 2]. 그러나 이 두 기법은 간섭 신호를 제거하기 위해 사용되어지는 신호 원이 서로 다르다. 부엽제거기는 보조 안테나에서 수신되어진 실 신호(actual signals)를 이용하나, 적응 영 조정 기법은 가정된 간섭 신호(assumed interference signals)를 이용한다^[2, 3]. 여러 개의 간섭 신호를 제거하기 위해서, 부엽제거기는 제거할 간섭 신호 개수 만큼의 보조 안테나와 그 수신 시스템을 필요로 하나, 적응 영 조정 기법은 각 어레이 소자의 가중치를 제어함으로써 사용된 소자 수보다 한 개 적은 개수만큼의 간섭 신호를 제거 가능하다. 따라서, 적응 영 조정 기법은 각 어레이 소자에 적용될 최적 가중치를 얻기 위해 비교적 많은 계산이 필요하기 때문에, 고속 연산 능력을 갖는 신호처리기를 필요로 한다.

기존의 부엽제거기법들^[4, 5, 6]과 같이 주 안테나를 적응 어레이로 보조 안테나를 무지향성 안테나(omni directional antenna) 또는 적응 어레이로 설계할 경우, 고-전력 간섭 신호시 주 안테나의 부엽으로 수신된 간섭 신호가 매우 커서 주 안테나 수신 시스템을 포화시키므로 수신 신호 성분이 손실된다^[7]. 또한, 보조 안테나는 제거하고자 하는 간섭 신호만 수신해야

하므로 모든 방위의 간섭 신호를 수신하는 광 빔폭 안테나를 쓸 수 없다. 보조 안테나로 비교적 넓은 주빔을 사용할 경우 여러 개의 간섭 신호가 동시에 유입되어 부엽제거기의 성능을 저하시킨다^[5, 6].

전술한 단점을 보완하기 위해 제안한 부엽제거기의 특성은 다음과 같다. 첫째, 강한 간섭 신호가 유입되는 방향의 주 안테나 수신 이득을 줄여 수신된 간섭 신호의 크기를 수신기 및 A/D 변환 모듈의 동작 범위 내로 유지시키기 위해, 주 안테나의 수신기 전단에 적응 영 조정 기법을 적용하였다. 둘째, 보조 안테나로 빔폭이 비교적 좁은 적응 어레이 안테나를 이용하여 제거하고자 하는 간섭 신호만 수신한다. 셋째, 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나의 null 방향에 간섭 신호가 있을 때, 보조 안테나에 수신되는 간섭 신호가 아주 미약해 보조 안테나로서의 기능이 저하되는 것을 보완하였다. 즉, 보조 안테나에 적응 어레이 기법을 적용하여 형성한 비교적 좁은 주빔을 간섭 신호 방향으로 향하게 하였다. 따라서, 비교적 적은 어레이 소자로도 충분한 간섭 신호 전력을 획득하고 단일 간섭 신호만 수신함으로써 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나를 이용할 때보다 우수한 성능의 부엽제거기를 설계할 수 있었다. 본 논문에서는 각종 간섭 상황에 적합하게 합성된 모의 신호를 이용한 컴퓨터 모의 실험을 통해, 제안한 부엽제거기법이 강한 간섭 신호 존재시에도 기존의 부엽제거기법들^[4, 5, 6]에 비해 부엽에서 평균 7 dB 이상, 주빔 근처에서는 20 dB 이상 신호 대 잡음비를 개선함을 확인하였다.

본 논문의 구성은 서론에 이어 2장에서 간섭 신호가 존재하는 레이다 환경에서 어레이 안테나의 최대 신호 대 잡음비를 얻는 방법을 이용하는 기존의 간섭 신호 제거기법들을 살펴본다. 그리고 3장에서 강한 간섭 신호를 제거하기 위한 새로운 부엽제거기법을 제안한다. 이어서, 4장에서는 컴퓨터 모의 실험 결과를 분석하고 마지막으로 결론을 맺는다.

II. 신호 대 잡음비의 최적화를 위한 기존의 간섭 신호 제거기법

어레이 안테나의 각 소자에 유입되는 잡음이 동일한 전력이고 서로 상관성이 없을 경우, 균등 적용 가중치 어레이가 최대 신호 대 잡음비를 출력한다. 이런 조건

들은 수신기의 열 잡음과 균등 분포 공간 잡음만 존재할 경우에 적용 가능하다. 만일, 레이다가 사용하는 동일 송신 주파수 대역의 다른 레이다, 재머 또는 자연 현상으로부터 지향성 간섭이 있을 때, 각 어레이 소자 채널의 출력 잡음은 서로 상관성을 가지므로 균등 가중치 적용으로 더 이상 최대 신호 대 잡음비를 얻을 수 없다.

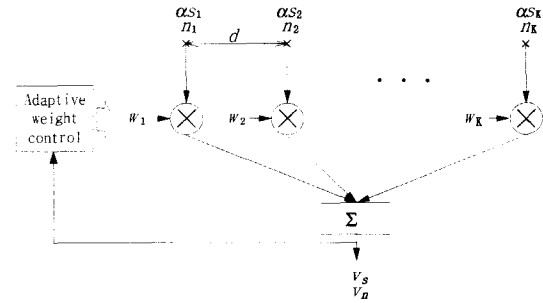


그림 1. K-소자 선형 적응 어레이
Fig. 1. K-element linear adaptive array.

따라서, 그림 1과 같은 K-소자 선형 적응 어레이가 임의의 잡음 환경 하에서도 최대 신호 대 잡음비를 얻을 수 있는 어레이 가중치들을 얻는 방법이 필요하다^[1, 3]. 본 논문에서 사용되는 모든 신호들을 대역 통과 주파수 스펙트럼을 갖는 복소 신호로 가정하면, K 개의 소자로 구성된 그림 1의 선형 적응 어레이에서 각 채널 신호는 복소 잡음 n_k 를 포함하고 있다. 또한, 각 어레이 소자에는 어레이 안테나의 설계 구조와 원하는 신호의 존재 방향에 의해 결정된 식(1)의 s_k 에 비례하는 신호가 유입되는 것으로 가정할 수 있다. 즉 채널 $-k$ 의 수신 신호는 as_k 로 표시 가능하다. 여기서 a 는 시변 신호의 레벨이다. 만일 원하는 신호가 그림 2와 같이 기계적 시조준선(mechanical boresight)으로부터 θ_s 라디안 방향에 있다면,

$$s_k = \exp\left(j \frac{2\pi kd}{\lambda} \sin \theta_s\right) \quad (1)$$

이다. 여기서, d 는 어레이 소자의 간격이고, λ 는 전송 파의 파장이다.

그림 2에서 두 소자간 수신 신호의 위상 차는 $(2\pi d/\lambda) \sin \theta_s$ 이다. 두 소자의 수신 신호를 위상 정합 신호처리하기 위해서, $-(2\pi d/\lambda) \sin \theta_s$ 만큼의 위상 오차를 보정해야 한다^[8]. 본 장에서 고려할 사항은 그림 1의 선형 적응 어레이의 출력 단에서 최대 신호

대 잡음비를 얻을 수 있게 가중치 w_k 를 결정하는 것이다. 이 최적 가중치 W 는 다음과 같다^[1, 9].

$$MW = \mu S^* \quad (2)$$

여기서, $M = [\mu_{kl}] = k$ 및 l 채널간 출력 잡음의 공분산 행렬,

$$W = \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_K \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_K \end{bmatrix},$$

S 는 조정 벡터(steering vector)이고, μ 는 임의의 상수이다.

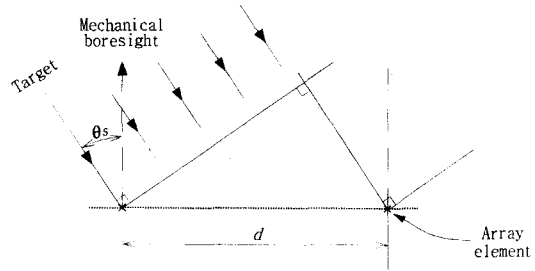


그림 2. 어레이 소자와 수신 신호
Fig. 2. Relation of receiving signals with array elements.

1. 적응 어레이

적응 어레이 출력에서 최대 신호 대 잡음비를 얻기 위해서, 식(2)에 따라 가중치가 적용되는 선형 등간격 어레이를 고려한다. 간섭 신호 없이 수신기 잡음만 존재하는 정동작 환경(quiescent environment)에서 각 소자 채널의 출력 잡음은 동일한 전력을 가지고 서로 상관성이 없다고 가정하면, 공분산 행렬은 식(3)과 같이 대각 행렬이 된다.

$$M_q = \begin{bmatrix} p_q & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p_q & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & p_q \end{bmatrix} = p_q I_K. \quad (3)$$

여기서, p_q 는 각 소자의 출력 잡음 전력, K 는 어레이 소자 수이고, I_K 는 K 차 단위 행렬이다.

정동작 환경에서 기계적 시조준선으로부터 θ_s 라디안 방위에서 유입되는 신호에 대한 어레이 소자의 최적 가중치는 다음과 같다.

$$W_q = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \exp[-j\beta_s] \\ a_3 \exp[-j2\beta_s] \\ \vdots \\ a_K \exp[-j(K-1)\beta_s] \end{bmatrix}. \quad (4)$$

여기서, a_l 은 실수로서 가중치의 진폭(Dolph-Chebyshev 등 윈도우 함수로 안테나 전류분포 결정)이고

$$\beta_s = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_s \quad (5)$$

이다.

만일 가중치들의 진폭이 같다면, 결과 패턴은 $(\sin Kx)/(\sin x)$ 함수 형태이다. 그러나, 일반적으로 원하는 빔 패턴을 얻기 위해서 동일 진폭의 가중치들을 적용하지 않는다. 임의의 가중치 벡터 W_q 에 의한 어레이 안테나 패턴은 다음과 같다.

$$G_q(\beta) = \sum_{l=1}^K a_l \exp j(l-1)(\beta - \beta_s) \quad (6)$$

여기서, K 는 어레이 소자 수이고,

$$\beta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta, \quad -\pi/2 < \theta < \pi/2 \quad (7)$$

이다. 식(6)의 어레이 안테나의 패턴을 행렬식으로 표현하면, 다음과 같다.

$$G_q(\beta) = B^T W_q \quad (8)$$

여기서,

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp j\beta \\ \exp j2\beta \\ \vdots \\ \exp j(K-1)\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

이다. 전술한 내용과 같이 간섭 신호의 영향을 고려하지 않고 원하는 신호 방향으로 안테나 패턴을 형성하는 기법을 '적용 어레이 기법'이라고 한다.

2. 적응 영 조정 기법을 이용한 간섭 신호 제거

적용 영 조정 기법의 원리는 어레이 소자에 수신된 신호에서 간섭 신호를 최소화하는 최적 가중치를 적용함으로써 간섭 신호 방향으로 null을 형성하는 공간 필터링 기법이다^[10]. 임의의 잡음 환경에 대한 가중치 행렬 W 에 대한 제어 법칙은

$$MW = M_q W_q = p_q W_q \quad (10)$$

또는,

$$W = p_q M^{-1} W_q \quad (11)$$

이다.

고려할 잡음 환경은 정동작 환경에 단일 간섭 신호

가 추가된 잡음 환경이다. 시조준선으로부터 θ_s 라디안 방향에 원거리 간섭 신호 원이 있다고 가정한다. 이때 어레이의 첫 소자 채널에 유입되는 간섭 신호를 $J(t)$ 라하면, l 번째 소자에 수신되는 간섭 신호는 $J(t)\exp[j(l-1)\beta_s]$ 가 된다. 여기서,

$$\beta_j = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta, \quad (12)$$

이다.

k 와 l 채널 간섭 신호간의 공분산은 $p_j \exp[-j(k-l)\beta_j]$ 이다. 여기서, p_j 는 각 채널 간섭 신호의 전력이다. 따라서, θ_s 방위에 존재하는 간섭 신호에 의해 어레이 소자 각 채널에 수신된 신호의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$M_j = p_j (\exp[-j(k-l)\beta_j]) \quad (13)$$

M_j 는 동일 대각선상의 모든 항이 동일한 K -차 Hermitian 행렬이다. M_j 행렬의 이러한 구조적 특성 때문에, M_j 는

$$M_j = p_j H^* U H \quad (14)$$

여기서,

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp j\beta_j & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \exp j2\beta_j & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \exp j(K-1)\beta_j \end{bmatrix} \quad (15)$$

이고, U 는 모든 원소가 '1'인 K 차 정방 행렬이다.

정동작 환경에 간섭 신호 원이 포함된 임의의 잡음 환경에 대한 공분산 행렬은 식(16) 및 (17)과 같이 정동작 환경의 잡음과 간섭 신호의 공분산 행렬의 합이다.

$$M = M_q + M_j \quad (16)$$

$$= p_q I_K + p_j H^* U H \quad (17)$$

식(11)을 이용하여 가중치 벡터 W 를 구하면, 다음과 같다^[11].

$$W = W_q - \left(\frac{p_j}{p_q + K p_j} \right) G_q(\beta_s) B_j^* \quad (18)$$

여기서,

$$B_j = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp j\beta_j \\ \vdots \\ \exp j(K-1)\beta_j \end{bmatrix} \quad (19)$$

이다.

전술한 내용과 같이 기계적 시조준선으로부터 θ , 방위에 간섭 신호가 존재하는 잡음 환경에서 선형 적응 어레이에 최적 가중치 벡터 W 를 적용할 경우, 안테나 패턴은 식(20)과 같다. 이는 간섭 신호 방향에 null을 형성하는 기법으로서 '적응 영 조정 기법'이라고 한다.

$$G(\beta) = B'W = B'W_a - \left(\frac{p_i}{p_a + Kp_i} \right) G_a(\beta_i) B' B_i^* \quad (20)$$

단일 간섭 신호 존재 시에 선형 적응 어레이의 패턴은 식(20)과 같이 두 개의 항으로 구성된다. 첫 항은 정 동작 패턴(quiescent pattern) $G_a(\beta)$ 이고, 두 번째 항은 간섭 신호의 존재 방위에 위치하는 $(\sin Kx)/(\sin x)$ 함수 모양의 상쇄 빔이다.

적응 영 조정 기법은 어레이 소자의 각 가중치를 RF(radio-frequency)단 또는 디지털 단에서 제어 가능한 어레이 안테나일 경우에만 적용 가능하다. 적응 영 조정 시스템의 구성도는 그림 3과 같다.

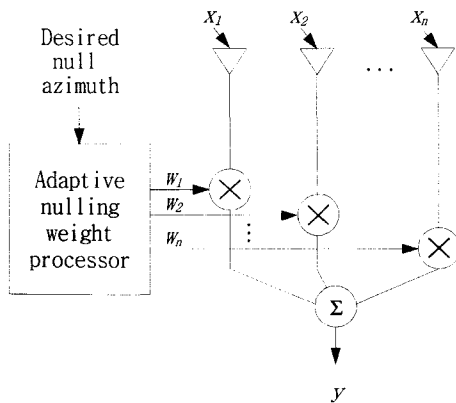


그림 3. 적응 영 조정 시스템
Fig. 3. Adaptive nulling system.

3. 부엽제거기를 이용한 간섭 신호 제거기법

일반적인 부엽제거 시스템들은 그림 4와 같이 고이득 특성을 갖는 적응 어레이 주 안테나, 제거할 간섭 신호 개수만큼의 보조 안테나 그리고 이 두 안테나에 수신된 신호를 처리하여 최적 가중치를 얻기 위한 SLC 상관기(sidelobe cancellation correlator)로 구성된다. 보조 안테나의 목적은 주 안테나의 부엽으로 수신되는 재머와 같은 간섭 신호를 제거하기 위해, 주 안테나와는 독립인 간섭 신호의 복제 신호를 얻는 것

이다. 따라서, 보조 안테나의 이득은 주 안테나 이득 패턴의 평균 부엽 레벨과 비슷하게 하고, 특정 방위 대역내 한 개의 간섭 신호만 수신하기 위해 주 안테나의 빔 폭보다 다소 넓게 설계한다. 그러나 두 개 이상의 간섭 신호가 한 보조 안테나로 유입되는 것을 막기 위해 무한히 넓은 빔폭을 갖는 안테나를 이용할 수는 없다^[6]. 보조 안테나에 의해 수신된 원하는 신호의 크기는 주 안테나의 주엽으로 수신된 신호에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다. 일반적인 부엽제거기들의 개념은 아래 식들과 같다^[11].

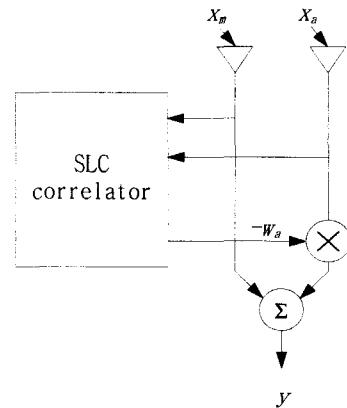


그림 4. 일반적인 부엽제거기
Fig. 4. Conventional sidelobe canceller.

그림 4의 부엽제거기의 출력은

$$y = [x_m, x_a] \begin{bmatrix} 1 \\ -w_a \end{bmatrix} = XW \quad (21)$$

여기서, $X = [x_m, x_a]$, $W = [1, -w_a]$, x_m 은 주 안테나 수신 신호, x_a 는 보조 안테나 수신 신호이고 w_a 는 보조 안테나 가중치이다. 식(21)에서 간섭 신호를 제거하기 위한 최적 가중치는

$$W = \mu \Phi^{-1} S \quad (22)$$

여기서, μ 는 상수, Φ 는 간섭 신호들의 공분산 행렬이고, S 는 조정 벡터이다. 식(22)에서 Φ 의 값은 식(23)과 같이 주/보조 안테나로 수신된 신호 자체로부터 얻을 수 있다.

$$\Phi = \begin{bmatrix} E\{x_m^* x_m\}, & E\{x_m^* x_a\} \\ E\{x_a^* x_m\}, & E\{x_a^* x_a\} \end{bmatrix} \quad (23)$$

또한, 주 안테나에서만 수신된 표적 신호 성분을 추출하기 위한 조정 벡터는 식(24)와 같다. 행렬 S 의 원

소 $s_{11}=1$ 은 주 안테나에만 수신된 표적 신호 성분만을 추출한다는 의미이다.

$$S = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

식(22)~(24)로부터, 식(25)와 같이 보조 안테나의 가중치 w_a 를 구할 수 있다.

$$w_a = \frac{E\{x_a^* x_m\}}{E\{x_a^* x_a\}}. \quad (25)$$

전술한 내용으로부터 구한 보조 안테나 가중치 w_a 를 적용한 부엽제거기의 출력은 다음과 같다.

$$y = x_m - \frac{E\{x_a^* x_m\}}{E\{x_a^* x_a\}} x_a. \quad (26)$$

부엽제거기의 특징은 주/보조 안테나에서 수신된 신호간에 코히어런스가 유지되는 한 RF, IF, 또는 기저대역에서 처리될 수 있다는 것이다. 부엽제거기가 아나로그단에서 구현될 경우 비교적 간단한 하드웨어로 구현 가능하다. 그러나, 부엽제거 처리후 수신 신호의 위상 및 진폭 정보가 다소 왜곡 될 수 있으므로, MTI(moving target indicator)^[13]와 같은 위상 정합 신호 처리들의 효율은 다소 떨어진다. 따라서 MTI 처리후 디지털 단에서 부엽제거 처리를 하는 것이 좋다.

부엽제거기와 적응 영 조정기는 동일한 이론에 기초하나, 단지 차이라면 부엽제거기는 실 신호를 이용하여 최적 가중치를 구하고, 적응 영 조정기는 가정된 간섭 신호를 이용한다는 것이다. 여기서 '가정된 간섭 신호'란 간섭 신호가 수신되는 방향을 알고 있는 경우이다^[2, 3, 12]. 즉, 적응 영 조정기의 가중치는 부엽제거기와는 달리 수신된 신호들의 변수가 아니다. 따라서, 수신 신호의 위상 및 진폭 정보는 적응 영 조정 후에도 왜곡되지 않는다. 그래서 적응 영 조정 기법에 의한 신호의 왜곡이 거의 무시될 수 있으므로, MTI와 같은 후처리 과정의 효과에 크게 영향을 미치지 않는 장점을 가지고 있다.

III. 제안한 간섭 신호 제거기법

일반적인 부엽제거기들에 이용되는 적응 어레이 주 안테나는 부엽으로 유입되는 강한 간섭 신호에 의해 주 안테나 수신 시스템이 포화될 수 있다. 이런 단점

을 보완하기 위해 제안한 간섭 신호 제거기법은 주 안테나에 적응 영 조정 기법을 적용하여 수신기 전단에서 강한 간섭 신호를 일차적으로 제거하고, 잔존하는 간섭 신호를 부엽제거기에서 제거한다. 따라서, 레이더 시스템 후처리부의 동작 범위를 크게 개선할 수 있다. 또한, 기존의 부엽제거기법들 중 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나를 이용할 때 발생하는 단점을 제거하였다. 즉, 각 보조 안테나는 제거하고자 하는 한 개의 간섭 신호만을 수신해야 부엽제거 효과가 좋아지므로 필요이상으로 빔폭을 넓게 할 수는 없다. 제안한 부엽제거기법은 보조 안테나에 적응 어레이 기법을 적용하여 단일 간섭 신호만 수신하게 안테나의 주빔을 비교적 좁게 하고, 주 안테나의 적응 영 조정 기법에서 이미 알고 있는 간섭 신호 방향으로 안테나 빔을 형성하도록 하여 비교적 적은 배열 소자로도 충분한 수신 이득을 가지도록 하였다. 따라서, 제안한 부엽제거기법은 모든 방향에 대해 균일 이득 특성을 갖는 보조 안테나를 이용하는 부엽제거기법이다.

제안한 부엽제거 시스템은 그림 5와 같이 n 개의 소자로 구성된 주 안테나와 l 개의 소자로 구성된 보조 안테나로 간섭 신호가 포함된 신호 $X_m = \{x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mn}\}$, $X_a = \{x_{a1}, x_{a2}, \dots, x_{al}\}$ 을 각각 수신한다. 레이더 주 안테나는 원하는 방향으로 빔을 방사하여 표적을 탐지하는 중 간섭 신호가 수신되면 간섭 신호 방향에 null을 형성하기 위해 적응 영 조정 가중치 처리기에서 식(18)과 같이 가중치 W_m 을 계산한다. 계산된 주 안테나 가중치 W_m 을 식(27)과 같이 각 어레이 소자 수신 신호와 곱한 후 이들을 서로 합하므로써 RF단에서 일차적으로 간섭 신호가 제거된 주 안테나 신호 y_m 을 얻는다.

$$y_m = X_m W_m = [x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mn}] \begin{bmatrix} w_{m1} \\ w_{m2} \\ \vdots \\ w_{mn} \end{bmatrix}. \quad (27)$$

이때, 보조 안테나는 주 안테나가 간섭 신호를 제거하기 위해 null을 형성한 방향으로 주빔을 형성하기 위해 적응 어레이 가중치 처리기에서 식(28)과 같이 가중치 W_a 를 계산한다. 계산된 W_a 를 식(29)와 같이 보조 안테나 각 어레이 소자 수신 신호와 곱한 후 이들을 서로 합하여 보조 안테나 수신 신호 y_a 를 얻는다.

$$W_a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \exp[-j\beta_1] \\ a_3 \exp[-j2\beta_1] \\ \vdots \\ a_K \exp[-j(K-1)\beta_1] \end{bmatrix}. \quad (28)$$

여기서, β_1 는 식(12)와 같다.

$$y_a = X_a W_a = [x_{a1}, x_{a2}, \dots, x_{aK}] \begin{bmatrix} w_{a1} \\ w_{a2} \\ \vdots \\ w_{aK} \end{bmatrix}. \quad (29)$$

전술한 내용과 같이 RF단에서 적응 신호 처리된 주/보조 안테나 신호(y_m, y_a)는 A/D 변환후 부엽제거기의 입력($y_m(n), y_a(n)$)으로 이용된다. 디지털단에서 구현되는 부엽제거기는 SLC 상관기에서 식(25)와 유사한 방법으로 주/보조 안테나 수신 신호($y_m(n), y_a(n)$)의 상관관계로부터 구한 가중치 $w_a(n)$ 를 식(30)과 같이 주/보조 안테나 수신 신호에 곱함으로써 간섭 신호가 제거된 원하는 신호 $y_{SLC}(n)$ 를 획득한다.

$$\begin{aligned} y_{SLC}(n) &= [y_m(n), y_a(n)] \begin{bmatrix} 1 \\ -w_a(n) \end{bmatrix} \\ &= y_m(n) - \frac{E\{y_a^*(n)y_m(n)\}}{E\{y_a^*(n)y_a(n)\}} y_a(n). \end{aligned} \quad (30)$$

제안한 부엽제거기법은 주 안테나의 RF단에서 구현되는 적응 영 조정처리와 디지털단에서 구현되는 부엽제거처리를 통해 이중적으로 간섭 신호를 제거하므로 강한 간섭 신호 존재시도 우수한 성능을 나타낸다. 또한, 간섭 신호 방향 적응 어레이 보조 안테나는 기존의 보조 안테나 운용 기법의 하나인 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 안테나의 null 점 근처에서 존재하여 미약하게 수신되는 간섭 신호의 전력도 충분히 크게 획득하여 부엽제거에 이용할 수 있었다. 따라서, 모든 방위에 존재할 수 있는 간섭 신호에 대해서 보조 안테나로서의 기능을 충분히 할 수 있다. 제안한 부엽제거기법은 주 안테나의 적응 영 조정과 보조 안테나의 적응 어레이 처리를 RF 단에서 처리하므로 간섭 신호를 제거하기 위한 신호처리기의 계산량은 기존의 부엽제거기와 동일하다. 그러나, 간섭 신호 제거 성능이 우수한 반면 기존의 부엽제거기보다 적응 영 조정기 구현 비용만큼 부엽제거기 구현 비용이 추가되므로 제어 가능한 소자수 결정시 적절한 절충점을 찾아야 한다. 제안한 부엽제거기의 성능은 4장의 컴퓨터

모의 실험을 통해 입증한다.

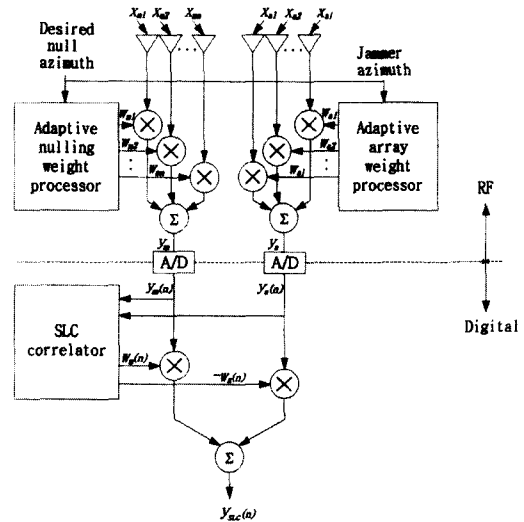


그림 5. 제안한 부엽제거 시스템

Fig. 5. The proposed SLC.

IV. 컴퓨터 모의 실험

기존의 부엽제거기법들의 특성을 살펴보고, 제안한 부엽제거기법의 성능을 확인하기 위해 표 1과 같은 실험 조건으로 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다.

표 1. 모의 실험 조건

Table 1. Simulation condition.

구분	사	양
표적	입사각도: $\theta_s=0^\circ$ up-chirp(대역 폭: 1.6 MHz)	
간섭 신호	입사각도: $0^\circ < \theta_i < 90^\circ$ 간섭신호-약: A/D 변환기 동작범위의 78 %로 설정 간섭신호-강: A/D 변환기 동작범위의 136 %로 설정	
시스템	송신 펄스폭: 40 μ s	
	샘플링 주파수: 10 MHz	
	송신 주파수: $f_c=9$ GHz	
	어레이 소자 간격: $d=1.666$ cm(=0.5 λ)	
	주 안테나 어레이 소자 수: 7 개 보조 안테나 어레이 소자 수: 3 개	
주/보조 안테나 이득차: 20 dB		
A/D 변환기의 동작범위: 10 비트		

레이더는 40 μ s의 펄스 폭내에 1.6 MHz 주파수 대역 폭으로 선형 변조(up-chirp)된 신호를 송신하고, 수신된 신호를 펄스 압축한다. 이때, 표적 신호는 클러터가 없는 자유 공간에 존재하는 정지된 표적으로 가정하였

고, 간섭 신호는 레이다 환경에서 존재할 수 있는 각종 간섭 신호^[15]를 그림 6과 같이 컴퓨터에서 합성한 모의 신호이다. 어레이 구성 소자 수의 증가에 따른 계산량을 줄이고 성능 비고를 용이하게 하기 위해, 7개의 소자로 구성된 주 안테나와 3개의 소자로 구성된 보조 안테나를 이용하여 모의 실험하였다. 신호처리기의 동작범위를 결정하는 A/D 변환 모듈^[14]의 동작범위는 레이다 시스템에서 일반적으로 사용하는 10 비트로 가정하였다.

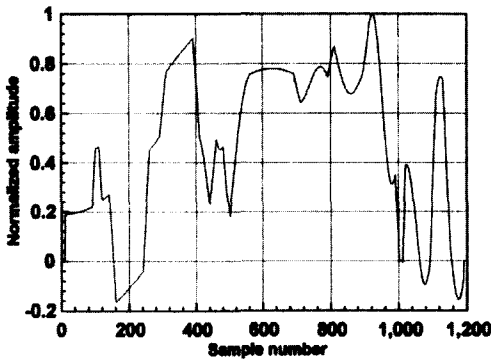


그림 6. 정규화된 간섭 신호
Fig. 6. Normalized interference signal.

레이다의 주 안테나가 간섭 신호 없이 이상적인 표적 신호만 수신한 경우, 수신 신호를 펄스 압축한 결과는 그림 7의 (a)와 같다. 그러나 간섭 신호와 수신기 잡음이 공존할 경우, 그림 7의 (b) 및 (c)와 같이 오염되어져 표적 신호를 탐지할 수 없게 된다.

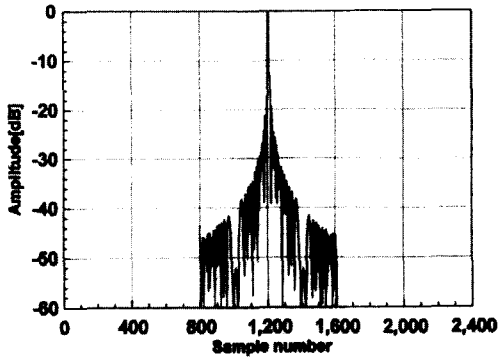
그림 8은 모의 실험에 사용된 안테나들의 패턴을 나타낸다. 그림 8의 (a)는 Dolph-Chebyshev 전류 분포 함수가 적용된 7-소자 적응 어레이 주 안테나의 패턴으로서 부엽 레벨은 -20 dB이다. 그림 8의 (b)는 3-소자로 구성된 보조 안테나의 패턴이다. 이는 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나 패턴 또는 기계적 시조준선으로부터 0° 방향에 존재하는 재머를 지향하는 적응 어레이 보조 안테나 패턴을 나타낸다. 그림 8의 (c)는 0° 방위에 있는 표적 신호를 수신할 때 26° 방위에 존재하는 간섭 신호를 제거하기 위해 적응 영 조정 기법을 적용한 주 안테나의 패턴이다.

적응 어레이 주 안테나와 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나를 이용한 일반적인 부엽 제거기의 출력 신호를 펄스 압축후 신호의 3 dB내의

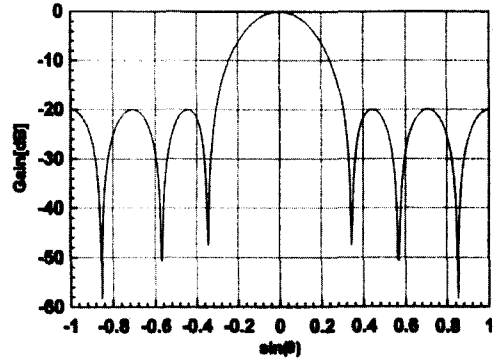
신호를 기준으로 한 신호 대 잡음비를 그림 9에 나타낸다. 가로축은 간섭 신호 존재 각도를 나타낸다. 그림 9의 (a)와 (b)는 약한 간섭 신호가 수신될 경우와 강한 간섭 신호가 수신될 경우의 수신 신호 펄스 압축 결과의 신호 대 잡음비를 각각 나타낸다. 그림 9의 (a) 및 (b)의 비교에서, 강한 간섭 신호에 의해 주 안테나 수신 시스템이 포화될 경우의 결과인 그림 9의 (b)는 그림 9의 (a)에 비해 주 안테나 수신 이득이 비교적 큰 부엽영역에서 SNR이 약 3 dB 이상 나빠졌다. 특히, 강한 간섭 신호가 주빔 방향에서 약 10° 이내 에 있을 때는 간섭 신호에 의해 거의 표적을 탐지할 수 없음을 나타낸다. 또한, 간섭 신호 유입 방향에 따라 주 안테나가 수신하는 간섭 신호 전력이 다르므로, 수신 이득이 큰 곳으로 유입된 간섭 신호는 부엽제거 처리후에도 완전히 제거되지 않아 출력 신호 대 잡음비의 변동이 존재한다. 또한, 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나의 null 지점($\sin(\theta_s) = 0.67$)에서 수신된 간섭 신호가 미약하므로서 부엽제거기의 성능이 현저히 떨어짐을 알 수 있다.

적응 어레이 주/보조 안테나로 구성된 또 다른 기준의 부엽제거기법에 의한 부엽제거후 출력 신호 대 잡음비를 그림 10에 나타냈다. 적응 어레이 주 안테나와 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나를 이용한 간섭 신호 제거결과인 그림 9에 비해, 보조 안테나를 간섭 신호 방향 적응 어레이로 구현함으로써 보조 안테나의 null 지점에서도 비교적 양호한 신호 대 잡음비를 얻을 수 있었다. 그러나, 강한 간섭 신호가 존재하는 경우(그림 10의 (b)), 주 안테나의 수신 이득이 큰 곳에서 수신 시스템이 포화되므로 그림 9(b)의 결과와 같이 출력 신호 대 잡음비가 현저히 떨어진다. 즉 주엽에서 약 20 dB 이상, 부엽에서 약 7 dB 이상 SNR이 악화되었다.

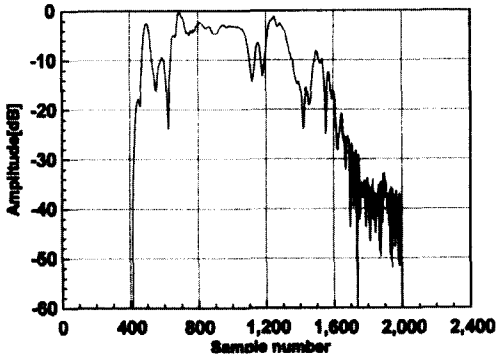
제안한 부엽제거기법은 간섭 신호를 주 안테나의 적응 영 조정기와 부엽제거기에서 이중적으로 제거하므로 그림 11의 (a) 및 (b)와 같이 주 안테나 부엽 레벨과 간섭 신호의 세기에 영향을 받지 않는 우수한 출력 신호 대 잡음비를 얻을 수 있다. 주 안테나에 적용된 적응 영 조정기법은 강한 간섭 신호 존재시에 주 안테나 수신 시스템이 포화되는 것을 막아주므로 약한 간섭 신호가 수신될 때와 동일한 성능을 나타낸다. 또한, 보조 안테나로 주 안테나의 기계적 시조준선을 지



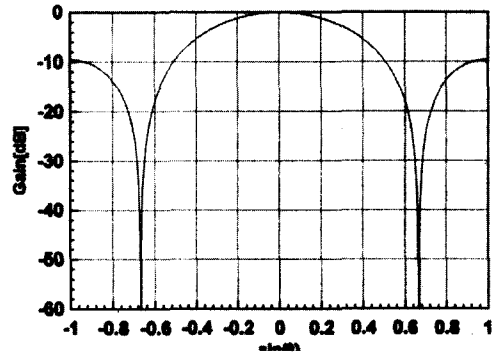
(a) 이상적인 표적 신호
(a) Ideal target



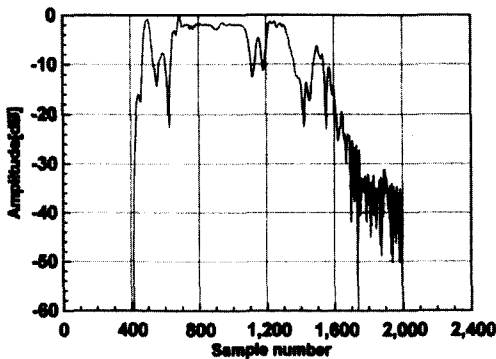
(a) 주 안테나 패턴($\theta_s=0^\circ$)
(a) Main antenna pattern($\theta_s=0^\circ$)



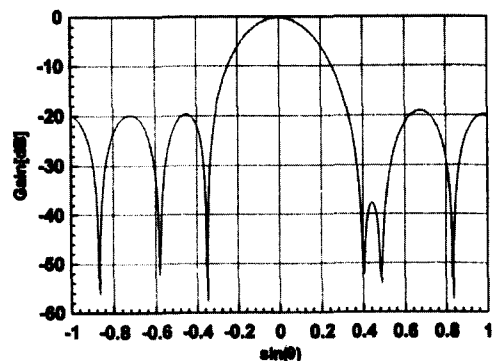
(b) 약한 간섭시
(b) In weak interference



(b) 보조 안테나 패턴($\theta_s=0^\circ$)
(b) Aux. antenna pattern($\theta_s=0^\circ$)



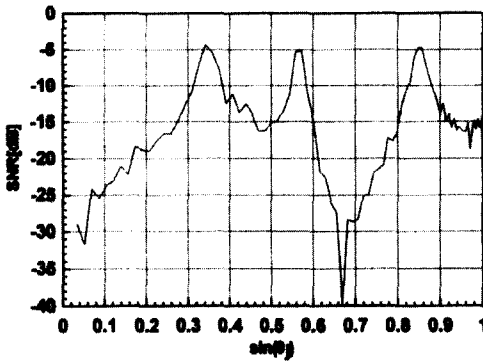
(c) 강한 간섭시
(c) In strong interference



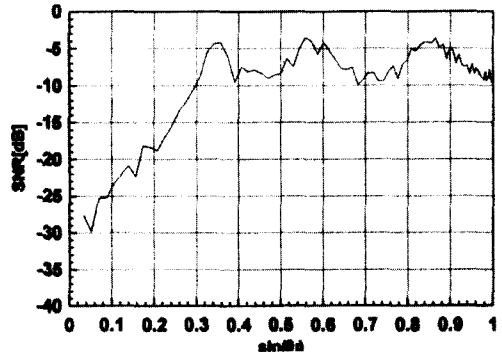
(c) 적응 영 조정 주 안테나 패턴($\theta_s=0^\circ, \theta_i=26^\circ$)
(c) Adaptive nulling main antenna pattern($\theta_s=0^\circ, \theta_i=26^\circ$)

그림 7. 주 안테나 수신 신호의 펄스 압축 결과
Fig. 7. Results of pulse compression of received signals in main antenna.

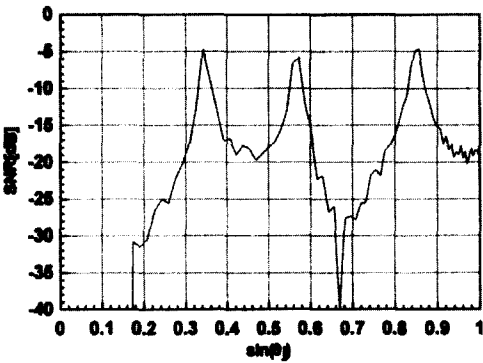
그림 8. 주/보조 안테나 패턴
Fig. 8. Main/aux. antenna patterns.



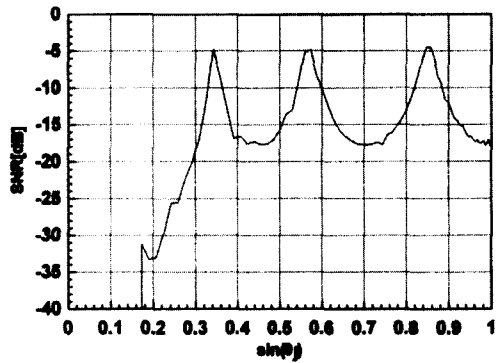
(a) 약한 간섭시
(a) In weak interference



(a) 약한 간섭시
(a) In weak interference



(b) 강한 간섭시
(b) In strong interference



(b) 강한 간섭시
(b) In strong interference

그림 9. 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 보조 안테나를 이용한 기존의 부엽제거기법에 의한 부엽제거후 출력 신호 대 잡음비

Fig. 9. Output SNRs after conventional SLC with auxiliary antenna toward the mechanical boresight of main antenna.

그림 10. 적응 어레이 보조 안테나를 이용한 기존의 부엽제거기법에 의한 부엽제거후 출력 신호 대 잡음비

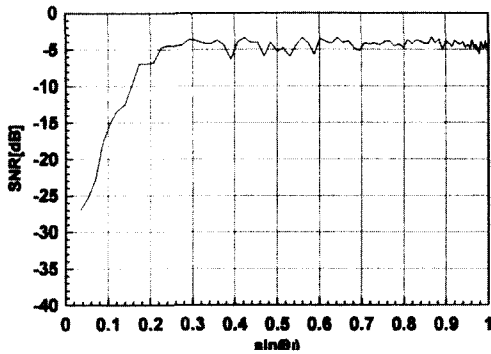
Fig. 10. Output SNRs after conventional SLC with adaptive array auxiliary antenna.

향하는 안테나를 사용했을 경우의 단점인, 보조 안테나 패턴의 null 점의 영향을 제거했다. 적응 어레이 주 안테나와 무지향성(주 안테나의 기계적 시조준선을 지향) 또는 적응 어레이 보조 안테나를 이용한 기존의 두 가지 부엽제거기법보다 주어진 모의 실험 신호에 대해 간섭 신호 존재 각도에 따라 평균 5 dB 이상의 신호 대 잡음비를 개선했다. 특히, 그림 9~11의 (a) 및 (b)를 각각 비교하면, 시조준선을 중심으로 $\pm 10^\circ$ 이내에 간섭 신호가 존재할 경우, 주 안테나에 적응 어레이 기법을 사용했을 때보다 약한 간섭시 평균 10 dB 이상, 강한 간섭시 평균 20 dB 이상의 신호 대 잡음비를 개선하였다. 제안한 부엽제거기법을 주 안테

나의 소자 수를 변경시켜 적용할 경우 출력 SNR에는 영향이 없고 단지 제거 가능한 간섭 신호의 수가 주 안테나의 소자 수보다 한개 적다.

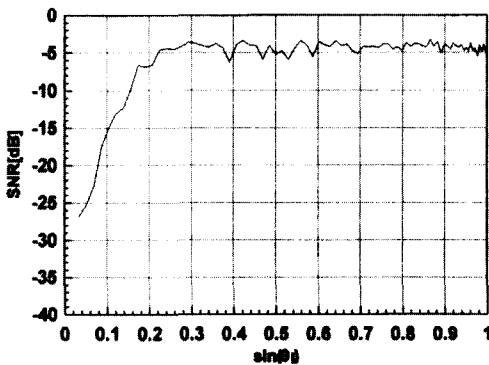
이상의 실험 결과와 같이 제안한 부엽제거기법은 기존 부엽제거기법에서 주 안테나 수신 이득이 큰 방향으로 유입된 강한 간섭 신호가 수신 시스템을 포화시킴으로서 발생하는 SNR 감소 요인을 주 안테나에 적응 영 조정 기법을 적용함으로써 제거하였다. 강한 간섭 신호에 우수한 대응 능력을 갖는 이 기법은 약한 간섭 신호에 적용해도 그 성능은 동일함을 그림 11의 (a) 및 (b) 결과 비교에서 알 수 있다. 따라서 시스템 구현 비용을 고려하지 않을 경우, 기존 방법들의 단점

만을 개선한 우수한 간섭 신호 제거 기법임을 알 수 있다.



(a) 약한 간섭시

(a) In weak interference



(b) 강한 간섭시

(b) In strong interference

그림 11. 제안한 부엽제거기법에 의해 부엽제거후 출력 신호 대 잡음비

Fig. 11. Output SNRs after the proposed SLC.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 간섭 신호 제거기법들의 단점을 보완하기 위해, 적응 영 조정 주 안테나와 적응 어레이 보조 안테나를 이용한 새로운 간섭 신호 제거기법을 제안하였다. 제안한 부엽제거기법은 주 안테나에 적응 영 조정 기법을 적용함으로써 수신기 전단에서 강한 간섭 신호를 일차적으로 제거하여 수신 신호를 수신기 및 신호처리기의 동작 범위 내로 유지시키고, 잔존하는 간섭 신호를 부엽제거기에서 제거한다. 또한, 보조 안테나가 단일 간섭 신호만 수신하도록 보조 안테나의 주빔을 비교적 좁게 하고, 주 안테나의 적응

영 조정 기법에서 이미 알고 있는 간섭 신호 방향으로 안테나 빔을 형성하도록 하여 비교적 적은 어레이 소자로도 충분한 간섭 신호 수신능력을 가지도록 하였다. 따라서, 제안한 부엽제거기법은 모든 방향에 대해 균일 이득 특성을 갖는 보조 안테나를 이용하는 부엽제거기법이다.

컴퓨터 모의 실험 결과 제안한 부엽제거기법은 강한 간섭 신호 존재시에 기존의 부엽제거기법들보다 우수한 간섭 신호 제거능력을 갖는 부엽제거기법을 확인할 수 있었다. 즉, 제안한 부엽제거기법은 간섭 신호가 유입되는 방향의 주 안테나 수신 이득을 적응 영 조정 기법을 적용하여 낮추므로, 강한 간섭 신호가 존재할 때에 주 안테나 수신 시스템이 포화되는 것을 막아 기존의 부엽 제거 기법들에 비해 출력 신호 대 잡음비를 향상시켰다. 또한, 보조 안테나로 주 안테나의 기계적 시조준선을 지향하는 안테나를 사용했을 경우의 단점인, 보조 안테나 패턴의 null 점의 영향을 제거했다. 주어진 강한 모의 간섭 신호에 대해 기존의 부엽제거기법들보다 부엽에서 평균 7 dB 이상의 신호 대 잡음비를 개선했다. 특히, 주빔으로부터 $\pm 10^\circ$ 이내에 강한 간섭 신호가 존재할 경우에도 주 안테나에 적응 어레이 기법을 사용했을 때보다 20 dB 이상의 신호 대 잡음비를 개선했다. 강한 간섭 신호에 우수한 대응능력을 갖는 제안한 부엽제거기법은 약한 간섭 신호에 대해서도 그 성능은 동일함을 확인하였다. 따라서 시스템 구현 비용을 고려하지 않을 경우, 기존 간섭 신호 제거기법의 단점만을 개선한 우수한 간섭 신호 제거기법임을 컴퓨터 모의 실험을 통해 확인하였다.

참고 문헌

- [1] Sidney P. Applebaum, "Adaptive Arrays", *IEEE Trans on ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. AP-24, no. 5 pp.585-598, Sep. 1976.
- [2] Isamu UEDA, Seiji NOMOTO, "Adaptive nulling in active phased array radars", *INTERNATIONAL SYMPOSIUM ISNCR-94*, pp.419-424, Nov. 15-17, 1994.
- [3] Robert A. Monzingo, Thomas W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, A Wiley-interscience publication, pp.97-99, 1980.
- [4] M. I. Skolnik, *RADAR HANDBOOK*,

- McGraw-Hill, pp.9.11-14, 1990.
- [5] Julian C. Old, "Sidelobe canceller for radar systems", *United States Patent* 4 434 424, Feb. 1984, Marconi Company Limited, Chelmsford, England.
- [6] J. Ward and R. T. Compton, *Performance Analysis of Large Adaptive Sidelobe Canceller Arrays with Reused Elements*, Ohio State University ElectroScience Lab., Final Report-719711-1, Contract No. N00014-87-K-2011, Naval Research Lab., Jun. 1989.
- [7] 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.
- [8] WILLIAM F. GABRIEL, "Adaptive Arrays-An Introduction", *IEEE proc.* 64: pp.239-272, 1976.
- [9] Matthew W. Ganz, "Rapid Convergence by Cascading Applebaum Adaptive Arrays", *IEEE Trans. Aerosp. Elec. Syst.*, vol. 30, no. 2 pp.298-306, Apr. 1994.
- [10] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *IEEE Proc.* 55: pp.2143-2159, 1967.
- [11] Eiichi Kiuchi, Hiroshi Sawanaka, Yuichi Tomita, "Coherent sidelobe canceller", *United States Patent* 4 577 193, Mar. 1986, NEC Corporation, Tokyo, Japan.
- [12] Ramon Nitzberg, *Adaptive Signal Processing for Radar*, Artech House, p.57, 1992.
- [13] Merrill I. Skolnik, *INTRODUCTION TO RADAR SYSTEMS*, McGraw-Hill, pp. 106-114, 1988.
- [14] 조명제, 김수중, "I/Q 보정기능을 갖는 3차원 레이다 신호처리기술 고속 A/D 변환기법 연구", 전자공학회 논문지 제34권, S편 제6호, pp.67-76, 1997

저 자 소 개



趙明濟(正會員)

1963年 7月 16日生 1986年 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1988年 경북대학교 대학원 석사과정 졸업(공학석사). 1995年 경북대학교 대학원 박사과정 수료. 1991年 ~ 현재 국방과학연구소 선임연구원. 주관심분야는 3차원 영상 재구성, 레이다 신호처리 등임.



鄭鎭元(正會員)

1944年 1月 20日生 1967年 육군사관학교 졸업(이학사). 1982年 미 해군대학원 석사과정 졸업(물리학석사), 1996年 충남대학교 대학원 박사과정 졸업(공학박사). 1988年 ~ 현재 국방과학연구소 책임연구원. 주관심분야는 반도체 재료, 레이다 시스템 등임.



韓東錫(正會員)

1987年 2月 경북대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1993年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1989年 10月 ~ 1996年 8月 삼성전자(주) 기술총괄 신호처리연구소 선임연구원. 1996年 8月 ~ 현재 경북대학교 전자전기공학부 전임강사.

金秀重(正會員) 第 33卷 B編 第 7號 參照

현재 경북대학교 전자전기공학부 정교수.