

論文2000-37SP-2-7

고유치 확산된 간섭 신호 제거를 위한 AGC를 이용한 Applebaum 어레이

(An Applebaum Array Adopting an AGC for the Rejection
of Eigenvalue Spreaded Interferences)

李圭晚 * , 韓東錫 * , 趙明濟 **

(Kyu Man Lee, Dong Seog Han, and Myeong Je Cho)

요약

기존의 적응 어레이 시스템은 입력 신호에 고유치의 최대 값과 최소 값의 차이가 큰 다중 간섭 신호가 입사될 경우에 모든 간섭 신호를 제거하지 못하는 결정적인 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 기존의 Applebaum 어레이의 출력부에 자동이득조절장치를 부착한 어레이 시스템을 제안한다. 고유치가 확산된 신호가 입사될 경우, 신호 전력이 큰 간섭 신호는 수회 반복 수렴 후에 쉽게 제거되고 어레이 출력에는 고유치 확산의 원인이 되는 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호만 존재하게 된다. 이 때 자동이득조절장치가 출력에 잔존해 있는 낮은 전력의 간섭 신호를 순간적으로 증폭시켜 입력의 저전력의 간섭 신호와 출력 신호 사이의 상관값을 높여서 가중치 벡터가 적응하도록 한다. 컴퓨터 모의 실험 결과 제안한 모델에서는 이러한 고유치 확산 문제를 해결하여 다중 간섭 신호 환경에서 어레이 출력의 높은 신호 대 잡음비와 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있었다.

Abstract

When the eigenvalues of the input covariance matrix of an array system spread by orders of magnitude, conventional adaptive arrays can't remove all the interference signals effectively. In this paper, an Applebaum array adopting an adaptive gain controller (AGC) in the feedback loop of the array is proposed. When eigenvalue spreaded interferences are incident to an array, a high power interference is removed easily in several iterations while a relative low power interference which is a cause of eigenvalue spread is still remained in the array output. After some initial iterations, the proposed array increases the correlation between the low power interference and the array output by amplifying the output signal of the array. As a result, the weights vector adapts to the direction of the low power interference as well as that of the high power interference. Computer simulation results show that the proposed array gives high output signal to interference plus noise ratio (SINR) and a fast convergence speed.

* 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學科

(School of Electronic & Electrical Engineering,
Kyungpook National University)

** 正會員, 國防科學研究所

(Agency for Defence Development)

接受日字 : 1999年4月8日, 수정완료일 : 2000年2月14日

I. 서 론

적응 어레이 시스템이란 간섭 신호를 제거하기 위하여 간섭 신호의 수신 방향을 알지 못하더라도 적응적으로 어레이 출력 신호의 신호 대 잡음비를 크게 하는 방향으로 빔 패턴(beam pattern)을 변화 시켜서 원하는

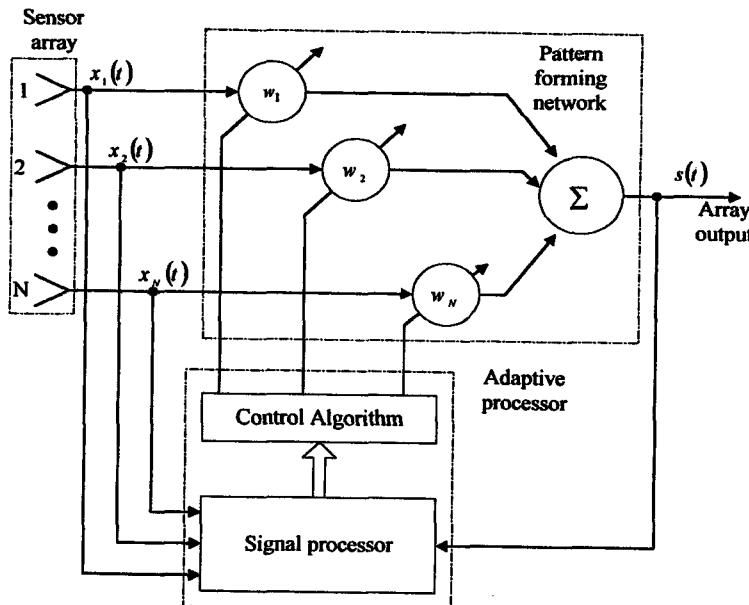


그림 1. N개의 소자를 가지고 있는 적응 어레이 시스템의 기능적 블록도
Fig. 1. Functional diagram of an N-element adaptive array.

신호만을 획득하기 위한 시스템이다. 이러한 특성으로 인하여 적응 어레이 시스템은 군사용 레이더 뿐만 아니라 일반 통신 시스템의 스마트 안테나와 같은 분야에 널리 활용되고 있다^[1].

적응 어레이 시스템의 응답은 입사되는 간섭 신호에 대하여 안테나의 빔 패턴을 관측함으로써 쉽게 파악될 수 있다. 즉, 간섭 신호의 입사 방향으로 널(null) 패턴을 형성하여 제거하고 표적 신호 방향으로는 주엽의 이득을 일정하게 유지하여 원하는 신호만을 획득한다. 그림 1은 적응 어레이 시스템이 원하는 표적 신호는 획득하고 간섭 신호는 제거하기 위하여 갖추어야 될 주요 소자에 대한 기능적 블록도를 나타낸다. 적응 어레이 시스템은 입력 신호를 수신하기 위한 어레이 소자와 빔 패턴을 형성하기 위한 패턴 형성부, 그리고 패턴을 적응적으로 가변하기 위하여 사용되는 가중치 적응 제어부로 구성되어 있다.

어레이 시스템이 신호를 수신하거나 송신하기 위하여 N 개의 어레이 안테나로 구성되어 있다면 그 소자들은 특정한 표적 신호의 공간 영역에 걸쳐서 적당한 이득을 가지고서 배열되어 있다. N 개의 어레이 안테나의 각각의 출력 신호는 패턴 형성부로 바로 전달된다. 각 안테나의 출력은 먼저 크기와 위상을 가지는 복소 가중치에 의해서 곱해지고 다른 안테나의 모든 출

력 신호와 더해진 후 어레이 시스템의 출력이 만들어 진다.

기존의 대표적인 적응 어레이 시스템에는 LMS (least mean square) 어레이^[2]와 Applebaum 어레이^[3]가 있다. LMS 알고리듬은 일반 통신 시스템에 적용하여 구현을 용이하도록 하기 위하여 평균자승오차(mean square error; MSE)를 최소화하는 알고리듬을 근간으로 한다. 또한 어레이 신호를 만들기 위하여 출력 신호와 비교할 기준 신호의 생성을 필요로 한다. 기준 신호는 수신하기를 원하는 표적 신호와 높은 상관성을 가지는 반면 간섭 신호와는 상관성이 없는 신호라야 한다. 이러한 기술은 변조 특성에 차이를 근거로 하여 원하는 표적 신호와 간섭 신호를 구별하고자 하는 적응 어레이 시스템의 사용에 유용하다. 그러나 LMS 어레이에는 기준 신호를 어레이에 인위적으로 인가해 주어야 하므로 원하는 표적 신호의 특성을 미리 알고 있는 경우에 적용 가능하다. Applebaum 어레이에는 표적 신호가 대부분의 시간에는 존재하지 않고 LMS 어레이처럼 표적 신호의 특성보다는 그 수신 방향을 미리 알고 있어야 된다는 가정하에 표적 신호의 수신방향쪽으로 조향 벡터(steering vector)를 조정하여 어레이의 주 빔 패턴을 표적 신호 방향으로 향하게 만들어 출력 신호 대 잡음 비를 최대화한다^[4]. 그러나 기존의 어레이 시스템은 수

신 신호의 공분산 행렬의 고유치(eigenvalue)의 최대 값과 최소 값의 차가 클 경우, 즉 매우 강한 전력의 간섭 신호와 상대적으로 전력이 약한 간섭 신호가 동시에 존재할 경우에 수렴 속도가 상당히 저하되는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 입력 신호의 고유치 확산 현상을 줄이는 Gram-Schmidt 전처리기^[5]와 표본 역 행렬(sample matrix inversion) 어레이^[6]를 사용하여 수렴 속도를 향상시킨다. 그러나 이 어레이들은 하드웨어가 복잡해지고 많은 계산량을 필요로 하는 단점을 가지고 있다.

적응 어레이 시스템의 가중치 계산의 기본 개념은 입력 신호와 어레이 출력 신호의 곱을 이용하여 얻은 상관 행렬에서 각 신호 성분의 고유치의 크기에 따라 어레이 가중치가 적응하도록 하는 것이다. 만약 어레이 수신 안테나에 상대적으로 전력의 차이가 큰 다중 간섭 신호가 수신될 경우, 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호로 인하여 발생하는 고유치는 높은 전력의 간섭 신호로 인하여 발생하는 고유치와 크기의 차이가 커서 고유치 확산 현상이 일어난다. 그 결과 적응 어레이 가중치가 작은 크기의 고유치를 가지는 간섭 신호 방향 쪽으로 적응하지 못하는 문제가 발생하여 그 신호를 제거할 수 없게 된다. 이로 인하여 우리가 원하는 높은 출력의 신호 대 잡음비를 얻지 못하고 수렴 시간 또한 길어지는 원인이 된다^[1].

본 논문에서는 기존의 적응 Applebaum 어레이를 응용한 새로운 적응 어레이 모델을 제안한다. 어레이 출력 신호와 입력 신호의 고유치 확산 현상을 줄이기 위하여 어레이 출력의 궤환 부분에 자동이득조정장치(AGC)를 추가함으로써 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호에 대해서도 어레이가 적응하도록 하였다. 본 논문에서 수행한 모의 실험 환경에서 신호 전력의 차이가 큰 간섭 신호가 인가될 경우, 기존의 Applebaum 어레이는 잘 수렴하지 못하였지만, 제안한 모델에서는 이러한 문제를 극복하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이의 동작 원리를 설명한다. III장에서는 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이와 기존의 적응 어레이의 모의 실험을 통하여 성능을 비교 분석한다. 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이

LMS 어레이와 Applebaum 어레이에 입력 신호가 고유치 확산이 큰 경우, 간섭 신호들을 제대로 제거하지 못하는 문제점과 Gram-Schmidt 전처리기나 표본 역행렬 어레이가 가지고 있는 하드웨어적인 복잡성 문제를 동시에 해결하기 위하여 그림 2와 같은 적응 AGC Applebaum 어레이를 제안한다.

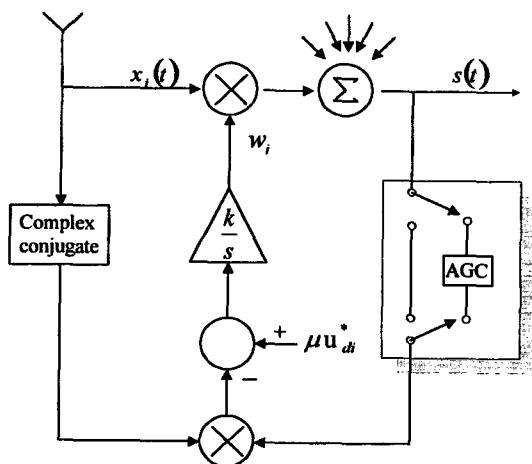


그림 2. 제안한 AGC Applebaum 어레이

Fig. 2. Proposed AGC Applebaum array.

제안한 어레이에는 그림 2와 같이 기존의 Applebaum 어레이 출력의 궤환 부분에 AGC를 새로 부착한 형태이다. 그림 2의 궤환 회로에서 다음과 같은 미분 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\mathbf{W}}{dt} = k[\mu \mathbf{U}_d^* - \mathbf{X}^*(t)s(t)] \quad (1)$$

$$\frac{d\mathbf{W}}{dt} + k\mathbf{X}^*\mathbf{X}^T\mathbf{W} = k\mu \mathbf{U}_d^* \quad (2)$$

여기서 \mathbf{W} 는 어레이의 가중치 벡터, $\mathbf{U}_d = [1 e^{-j\phi_1} \dots e^{-jN\phi}]^T$ 는 어레이 안테나의 조향 벡터, $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ 는 어레이에 입력되는 신호 벡터, k , μ 는 각각 임의의 상수이다. 이 식을 풀어서 정리하면 식 (3)과 같은 가중치 벡터를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W} = \sum_{j=1}^N \mathbf{C}_j e^{-jk\lambda t} + \mu \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{U}_d \quad (3)$$

여기서 C_j 는 $t=0$ 에서 $W(t)$ 의 초기값에 의해서 결정되는 상수 벡터, $\Phi = E[X^* X^T]$ 는 입력 신호의 공분산 행렬, λ_j 는 입력 공분산 행렬의 j 번째 고유치를 나타낸다. 가중치 벡터의 과도 응답 특성을 결정짓는 시상수는 $\tau_j = 1/k\lambda_j$ 이다. 여기서 Φ 의 원소는 입력 신호들의 곱을 이용해서 얻어지므로 고유치들은 신호의 전력에 의존한다는 것을 알 수 있다. 이 때 입력 신호 X 는

$$X = X_d + X_i + X_n \quad (4)$$

와 같이 X_d 는 기준 신호, X_i 는 간섭 신호, X_n 는 잡음 신호로 각각 표현될 수 있다. 여기서 입력 신호의 공분산 행렬 Φ 는

$$\begin{aligned} \Phi &= E(X_d^* X_d^T) + E(X_i^* X_i^T) + E(X_n^* X_n^T) \\ &= A_d^2 U_d^* U_d^T + A_i^2 U_i^* U_i^T + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5)$$

이다. A_d 와 A_i 는 각각 기준 신호와 간섭 신호의 크기이다. 입력 공분산 행렬 Φ 를 잡음 신호의 분산 σ^2 에 대하여 정규화 하면

$$\Psi = \frac{\Phi}{\sigma^2} = I + \zeta_d U_d^* U_d^T + \zeta_i U_i^* U_i^T \quad (6)$$

이고 $\zeta_d = A_d^2 / \sigma^2$ 와 $\zeta_i = A_i^2 / \sigma^2$ 는 각각 기준 신호와 간섭 신호의 신호 대 잡음비를 나타낸다.

어레이 입력 신호 중 기준 신호만 존재한다고 가정하면 식 (6)은

$$\Psi = I + \zeta_d U_d^* U_d^T \quad (7)$$

이다. 식 (7)에서 U_d^* 는 식 (8)과 같은 고유치를 가지는 Ψ 의 고유치 벡터임을 알 수 있다.

$$\lambda_1 = 1 + \zeta_d U_d^T U_d^* \quad (8)$$

U_d^* 와 직교하는 어떤 다른 벡터도 고유치가 1인 고유치 벡터가 된다. 또한 Ψ 가 $N \times N$ 행렬이기 때문에 U_d^* 와 직교하는 $N-1$ 개의 고유치 벡터가 있고 이 고유치 벡터는 $N-1$ 개의 1인 고유치를 가진다. ζ_d 는 입

력 신호의 SNR 이므로 고유치 λ_1 은 기준 신호와 관련이 있으며 나머지 고유치 $\lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N$ 은 잡음 신호와 관련이 있다. 고유치 확산 정도 S 를 최대 고유치와 최소 고유치의 비로 나타낼 때, 등방성 어레이 안테나를 가정할 경우, 이러한 입력 신호의 고유치 확산은 식 (9)과 같이 표현할 수 있다.

$$S = \lambda_1 = 1 + \zeta_d U_d^T U_d^* = 1 + N\zeta_d \quad (9)$$

만약 입력 신호가 기준 신호와 간섭 신호가 동시에 존재할 경우, 두 고유치는 식 (10)으로 표현될 수 있다^[7].

$$e = \alpha U_d^* + \beta U_i^* \quad (10)$$

α, β 는 $\Psi e = \lambda e$ 를 만족시키는 상수를 나타내고 식 (11)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Psi e &= \Psi(\alpha U_d^* + \beta U_i^*) \\ &= (\alpha U_d^* + \beta U_i^*) + \alpha U_d^* \left(\zeta_d U_d^T U_d^* + \frac{\beta}{\alpha} \zeta_d U_d^T U_i^* \right) \\ &\quad + \beta U_i^* \left(\zeta_i U_i^T U_i^* + \frac{\alpha}{\beta} \zeta_i U_i^T U_d^* \right) \end{aligned} \quad (11)$$

그리므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\zeta_d U_d^T U_d^* + \frac{\beta}{\alpha} \zeta_d U_d^T U_i^* = \zeta_i U_i^T U_i^* + \frac{\alpha}{\beta} \zeta_i U_i^T U_d^* \quad (12)$$

식 (10)에서 식 (12)을 이용하면 고유치는 식 (13)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda &= 1 + \zeta_d U_d^T U_d^* + \frac{\beta}{\alpha} \zeta_d U_d^T U_i^* \\ &= 1 + \zeta_i U_i^T U_i^* + \frac{\alpha}{\beta} \zeta_i U_i^T U_d^* \end{aligned} \quad (13)$$

이전의 경우와 마찬가지로 Ψ 는 $N \times N$ 행렬이므로 U_d^* 와 U_i^* 에 직교하는 다른 $N-2$ 개의 고유치 벡터는 $N-2$ 개의 1인 고유치를 가지게 된다. 1이 아닌 값을 가지는 고유치의 숫자는 어레이에 입력되는 신호의 개수와 같음을 알 수 있다. 또한 최대 고유치의 크기는 입력 신호의 간섭 신호 전력에 비례함을 알 수 있다. 그러므로 어레이 안테나에 고유치가 확산된 다중 간섭 신호가 입사했을 경우, 비슷한 고전력을 가지는 간섭

신호는 큰 고유치를 가지므로 가중치가 쉽게 적응하여 널 패턴을 형성하여 제거 가능하지만 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호는 고유치 확산의 원인이 된 작은 크기의 고유치를 가지게 되어서 어레이 가중치 벡터가 적응하기 어렵다. 그 결과 저전력 간섭 신호 방향으로 널 패턴이 충분히 형성되지 않고 어레이 출력 신호에 잔존하게 된다. 이 때, 제안한 AGC Applebaum 어레이는 출력에 남아 있는 저전력 간섭 신호의 이득을 순간적으로 증폭시켜 입력의 저전력 간섭 신호와 출력에 남아있는 저전력 간섭 신호 사이의 상관성을 크게 한다. 그러므로 가중치 벡터는 이전에 구한 고전력 간섭 신호 제거를 위한 빔 패턴도 유지하면서 널 패턴을 형성하여 MSE가 0dB 이하로 수렴하게 된다.

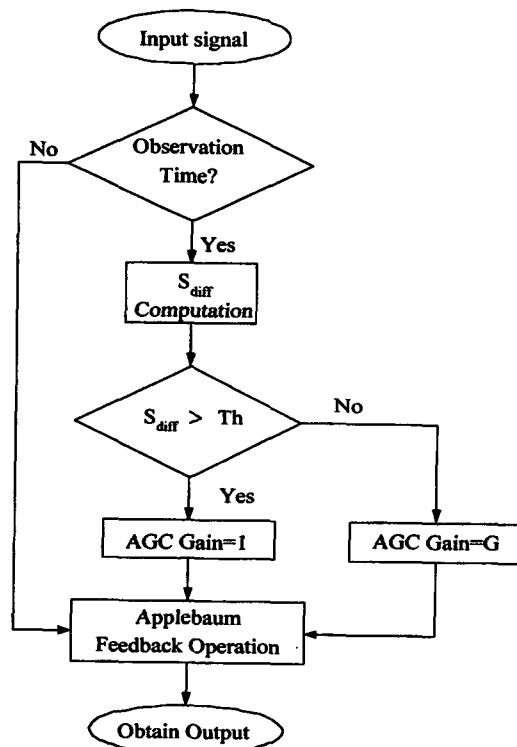


그림 3. 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이의 순서도

Fig. 3. The flowchart of the proposed AGC Applebaum array.

그림 3은 제안한 AGC Applebaum 어레이의 동작 원리를 나타낸 순서도이다. 다중 간섭 신호가 어레이에 입사할 경우에 일정 관측 시간 이후에 식 (14)처럼 현재 관측 시간에서의 출력 전력과 이전 관측 시간에서

의 출력 전력을 측정한다. 여기서 관측 시간이란 식 (3)에서 가중치 벡터의 천이 시간을 결정하는 시장수를 나타낸다.

$$S_{diff} = S_{ob}(n) - S_{ob}(n-1) \quad (14)$$

S_{diff} 값이 미리 정한 문턱 값보다 크다면 지금 어레이가 수렴 중이므로 정상 Applebaum 어레이로 동작하고 S_{diff} 값이 문턱 값보다 작다면 입력 신호의 공분산 행렬의 고유치가 확산된, 즉 전력의 차가 상대적으로 큰 간섭 신호가 입사되어서 전력이 큰 신호는 제거되고 상대적으로 전력이 낮은 신호는 제거되지 못하고 남아 있는 상황이다. 이 경우에 케이블 부분의 AGC를 이용하여 고유치 확산에 원인이 된 낮은 간섭 신호의 크기를 크게 함으로 해서 순간적으로 고유치 확산을 막아준다. 그러므로 어레이 가중치 벡터가 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호 방향으로도 수렴하게 만들어 줌으로써 어레이 출력에서 높은 크기의 SNR과 빠른 수렴속도를 가지게 한다.

III. 실험 및 결과

기존의 적응 Applebaum 어레이 시스템과 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이의 성능 분석을 위하여 9개의 안테나를 이용한 어레이를 구성하였다. 표적 신호의 입사각은 0° 로 가정하였고 잡음 환경은 백색 가우시안 잡음을 사용하였다. 그림 4는 Applebaum 어레이에 상대적으로 전력의 차이가 큰 40dB, 80dB의 간섭 신호가 각각 -20° , 50° 방향으로 입사될 경우에 대하여 모의 실험을 수행한 것이다. 그림 4의 (a)와 (b)는 각각 어레이의 적응 패턴과 MSE를 나타낸다. 그림 4(a)에서 50° 방향의 전력이 큰 간섭 신호 방향쪽으로는 널 패턴이 형성되었지만 -20° 방향의 상대적으로 낮은 전력을 가지는 간섭 신호 방향으로는 널 패턴이 충분히 형성되지 못하였다. 그 결과 그림 4(b)에서처럼 약 30,000 회의 반복 수렴 이후에도 어레이가 제대로 수렴하지 못하고 간섭 신호가 출력 신호에 계속 잔존해 있음을 알게된다.

그림 5는 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이의 빔 패턴과 평균자승오차를 나타낸 것이다. 결과에서 보듯이 50° 방향의 고전력 간섭 신호에 대해서 널 패턴은 쉽게 형성이 되었다. 이 후, 어레이에 잔존하는 저전력

간섭 신호에 대해서 AGC를 이용하여 이득을 크게 하여 순간적으로 고유치 확산 현상을 줄임으로써 어레이 가중치 벡터가 -20° 방향의 저전력 간섭 신호에 대해서도 적응하여 널 패턴이 형성되는 것을 볼 수 있다. 그림 5의 (b)의 결과에서 첨두치가 나타나는데 그 이유는 AGC를 이용하여 저전력 간섭 신호의 이득을 크게 해줌으로써 출력 신호가 순간적으로 커지기 때문이다.

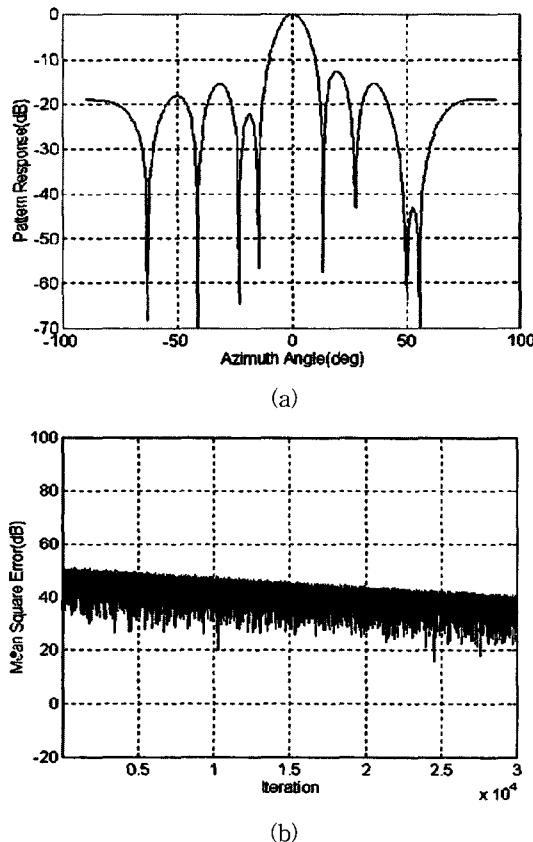


그림 4. Applebaum 어레이의 빔 패턴과 평균자승오차
(간섭 신호 : 40dB(at -20°), 80dB(at 50°))
(a) 적응 빔 패턴 (b) 평균자승 오차

Fig. 4. The beam pattern and MSE of the Applebaum array. (Interference signal : 40dB (at -20°), 80dB (at 50°)).
(a) Adaptation beam pattern
(b) MSE performance

그림 6은 각각 70, 80, 84dB의 비슷한 전력을 가지는 간섭 신호가 -20° , 32° , 55° 방향으로 입사할 경우의 Applebaum 어레이의 수렴 정도를 나타내었다. 이러한 간섭 신호는 고유치 확산 정도가 크지 않으므로 결과에서처럼 각각의 입사방향으로 널 패턴이 형성되어

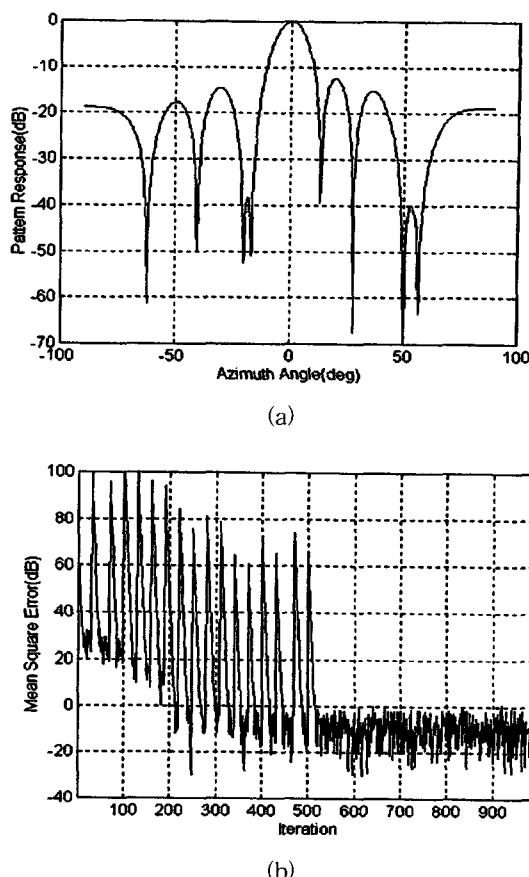


그림 5. 제안한 AGC Applebaum어레이의 빔 패턴과 평균자승오차(간섭 신호:40dB(at -20°), 80dB(at 50°))
(a) 적응 빔 패턴 (b) 평균자승 오차

Fig. 5. The beam pattern and MSE of the proposed AGC Applebaum array. (Interference signal : 40dB (at -20°), 80dB (at 50°)).
(a) Adaptation beam pattern
(b) MSE performance

MSE가 0dB 이하로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 그러나 입사각은 그림 6의 경우와 동일하고 입사 신호의 전력이 각각 44, 80, 84dB로써 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호로 인하여 고유치가 확산되어 있을 경우에는 그림 7(a)에서처럼 -20° 방향으로 널 패턴이 생성되지 않아서 그림 7(b)의 MSE가 수렴하지 못하고 정적 상태로 남아 있는 것을 확인할 수 있다. 역시 이와 같은 경우에도 제안한 AGC Applebaum 어레이와 그림 3의 순서도를 이용하여 충분히 큰 전력의 간섭 신호를 먼저 제거한 후, 식 (14)로부터 S_{diff} 를 계산한

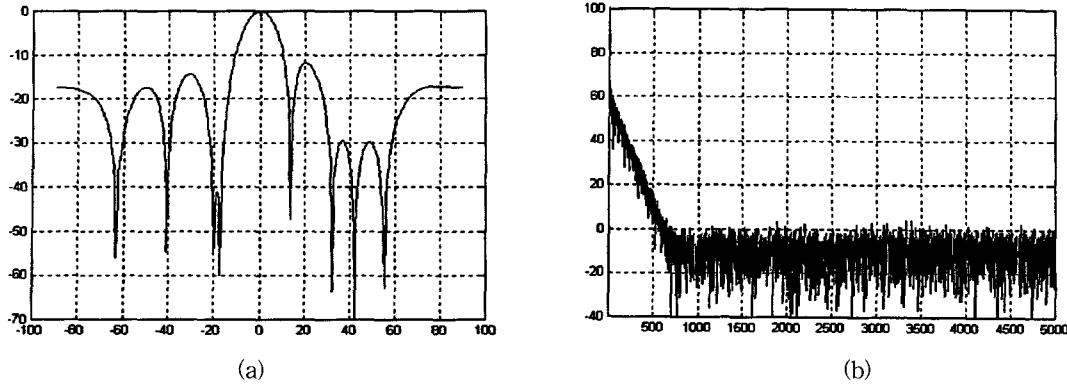


그림 6. Applebaum 어레이의 범 패턴과 평균자승오차(간섭 신호 : 70dB(at -20°), 80dB(at 32°), 84dB(at 55°));
 (a) 적용 범 패턴 (b) 평균자승 오차

Fig. 6. The beam pattern and MSE of the Applebaum array. (Interference signal : 70dB (at -20°), 80dB(at 32°), 84dB(at 55°)); (a) Adaptation beam pattern (b) MSE performance

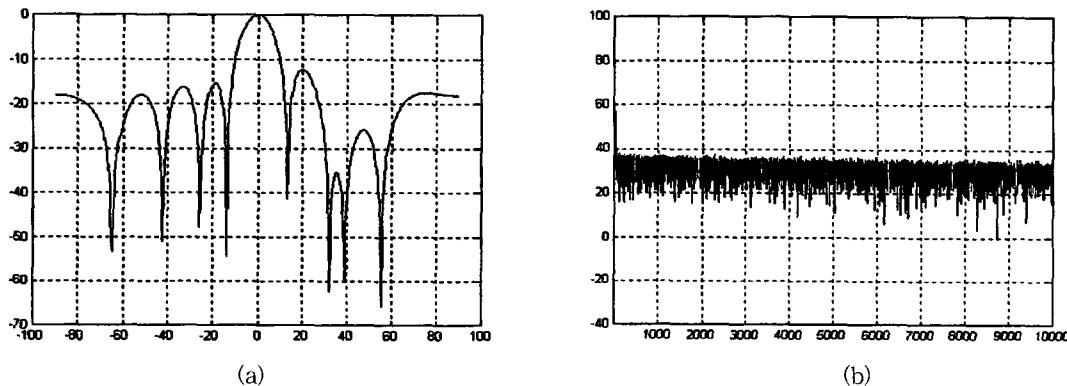


그림 7. Applebaum 어레이의 빔 패턴과 평균자승오차(간섭 신호 : 44dB(at -20°), 80dB (at 32°), 84dB(at 55°))
 (a) 적응 빔 패턴 (b) 평균자승 오차

Fig. 7. The beam pattern and MSE of the Applebaum array. (Interference signal : 44dB (at -20°), 80dB(at 32°), 84dB(at 55°)). (a) Adaptation beam pattern (b) MSE performance

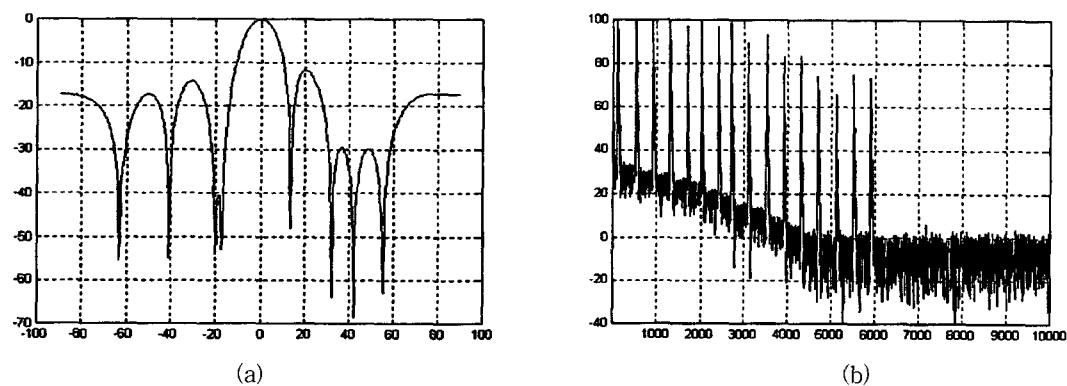


그림 8. 제안한 AGC Applebaum 어레이의 적응 범 패턴과 평균자승오차(간섭 신호 : 44dB(at -20°), 80dB (at 32°), 84dB(at 55°)) (a) 적응 범 패턴 (b) 평균자승 오차

Fig. 8. The beam pattern and MSE of the proposed AGC Applebaum array. (Interference signal : 44dB (at -20°), 80dB(at 32°), 84dB(at 55°)). (a) Adaptation beam pattern (b) MSE performance

후, AGC 블록을 이용하여 어레이 출력의 궤환 부분에 잔존해 있는 상대적으로 낮은 간섭 신호의 전력을 크게 만들어 주어 순간적으로 고유치 확산 현상을 줄인다. 그러므로 그림 8(b)의 MSE가 음의 기울기를 가지면서 0dB 아래로 수렴함을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 Applebaum 어레이를 이용하여 출력의 궤환 부분에 AGC를 부착시킨 새로운 형태의 적응 AGC Applebaum 어레이를 제안하였다. 제안한 적응 AGC Applebaum 어레이에 고유치의 최대 값과 최소 값의 차이가 큰 다중 간섭 신호가 입사될 경우에 Applebaum 어레이의 특성상 비슷한 크기의 고유치를 가지는 간섭 신호들은 제거되고 상대적으로 낮은 전력의 간섭 신호만이 어레이 가중치가 적응하지 못하여 어레이 출력에 잔존하게 된다. 그러므로 제안한 적응 어레이는 출력의 궤환 부분에 있는 AGC를 이용하여 잔존해 있는 저전력의 간섭 신호의 이득을 크게하여 순간적으로 고유치 확산 현상을 줄여서 어레이 가중치 벡터가 저전력 간섭 신호의 방향으로 적응하도록 만든다.

제안한 어레이 시스템은 기존 어레이 시스템에 고유치가 확산된 다중 간섭 신호가 입사할 경우에 수렴하지 못하는 문제점을 해결하고 하드웨어적으로 구현이 용이하므로 레이다 및 이동통신 분야에 응용될 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] R. A. Monzingo, T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, Wiley-Sons, New York, 1980.
- [2] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B.B. Goode, "Adaptive Antenna Systems," *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 2143-2159, Dec. 1967.
- [3] S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-24, no. 5, pp. 585-598, Sep. 1976.
- [4] R. T. Compton, *Adaptive Antennas, Concepts and Performance*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.
- [5] W. D. White, "Cascade Preprocessors for Adaptive Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-24, no. 5, pp. 670-684, Sep. 1976,
- [6] I. S. Reed, J. D. Mallett, and L. E. Brennan, "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-10, no. 6, pp. 853-863, Nov. 1974.
- [7] R. T. Compton, "On Eigenvalues, SINR, and Element Pattern in Adatpve Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-32, no. 6, pp. 643, Jun. 1984.

저 자 소 개



李 圭 晚(正會員)

1974년 7월 2일생. 1997년 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1999년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1999년 3월~현재 경북대학교 전자공학과 박사과정. 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

趙 明 濟(正會員) 第35卷 S編 第10號 參照