

論文2001-38SP-2-12

## CFAR 검파기법을 이용한 주파수 영역 부분적응 어레이 알고리즘

## (Frequency Domain Partially Adaptive Array Algorithm Combined with CFAR Technique)

文 聖 薰 , 韓 東 錫

(Sung-Hoon Moon and Dong-Seog Han)

## 요 약

본 논문에서는 주파수 영역 적응 어레이의 계산량을 감소시키기 위한 주파수 영역 부분적응 어레이 알고리즘인 센서링(censoring) 알고리즘을 제안하고, 이를 공간평활(spatial smoothing) 기법과 결합하여 공간평활로 인한 계산량 문제를 해결할 수 있는 센서링 공간평활 알고리즘을 제안한다. 제안한 센서링 알고리즘은 CFAR(constant false alarm rate) 검파기법을 이용하여 각 주파수 대역에 간섭신호가 있는지를 판단하고 간섭신호가 있는 주파수 대역의 해당 가중치에 대해서만 적응 알고리즘을 적용한다. 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘을 사용한 GSC(generalized sidelobe canceller)가 기존의 주파수 영역 LMS(least mean square) 알고리즘을 사용한 GSC에 비하여 크게 줄어든 계산량으로 빠르게 간섭신호를 제거함을 확인하였다.

## Abstract

This paper proposes a frequency-domain partially adaptive algorithm, called a censoring algorithm, to reduce the computational complexity of the frequency domain adaptive array. The proposed censoring algorithm determines the existence of interferences in the frequency-domain at each frequency bin using a constant false alarm rate (CFAR) processor. The censoring algorithm adapts only those parts of the weights that correspond to the frequency bins expected to contain interferences. The censoring algorithm is also expanded to overcome the signal cancellation phenomenon caused by smart jammers. Accordingly, a censoring spatial smoothing, which combines the censoring algorithm with spatial smoothing, is proposed. Simulation results show that the proposed algorithms are effective in removing interferences with only part of the computational complexity of conventional algorithms yet with the same level of performance.

## I. 서 론

시간 영역의 LMS (least mean square) 알고리즘을

\* 正會員,慶北大學校 電子電氣工學部  
(School of Electronic & Electrical Engineering,  
Kyungpook National University)

※ 본 논문은 정보통신부에서 지원하는 대학기초연구  
지원사업으로 수행된 결과의 일부임.

接受日字:2000年4月27日, 수정완료일:2000年11月18日

사용하는 적응 어레이는 입력신호의 자기상관 행렬의 고유치가 넓게 확산되면 수렴속도가 크게 느려지는 단점을 가지고 있다<sup>[1~3]</sup>. 이러한 단점을 해결하고자 입력신호를 주파수 영역으로 변환하여 입력 신호 사이의 상관도를 제거한 후 자기상관 행렬의 직교화를 통하여 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있는 주파수 영역 LMS 알고리즘<sup>[4]</sup>이 제안되었다. 그러나, 주파수 영역 LMS 알고리즘은 입력신호를 주파수 영역으로 변환하고 적응 신호처리를 위하여 많은 계산량을 필요로 한다.

한편, 많은 계산량을 필요로 하는 적응 어레이의 문

제점을 해결하기 위하여 어느 정도의 성능 저하를 감수하며 일부의 기중치만을 갱신시키는 부분적응 알고리즘에 관한 연구가 광범위하게 진행되어 왔다<sup>[5-8]</sup>. 주요 성분 방법(principal component method)<sup>[5]</sup>은 가장 대표적인 부분적응 알고리즘으로 고유치 분해를 수행하여 고유치와 고유벡터를 획득한 후, 상대적으로 큰 값을 가지는 고유치들에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 부공간을 선택하고, 선택된 부공간에 해당하는 기중치만을 갱신시키는 알고리즘이다. 그러나 이 방법은 고유치를 계산하는데 많은 계산량을 필요로 하고 부공간의 크기가 환경의 변화에 적응하지 못하는 단점이 있다. 또한 최근의 연구 결과에서 상대적으로 큰 값을 가지는 고유치들에 해당되는 고유벡터들로 이루어진 부공간이 항상 최적의 부분적응을 실시할 수 있는 부공간이 아니라는 것이 밝혀지고 있다<sup>[8]</sup>.

본 논문에서는 주파수 영역 LMS 알고리즘의 계산량을 감소시키기 위한 부분적응 알고리즘인 센서링(censoring) 알고리즘을 제안한다. 센서링 알고리즘은 입력신호를 주파수 영역으로 변환한 후, CFAR(constant false alarm rate) 검출 알고리즘<sup>[9]</sup>을 사용하여 간섭신호가 존재하는 변환 대역을 판별한다. 그리고 간섭신호가 존재한다고 판별된 변환 대역에 해당하는 기중치만을 선택적으로 적응시킨다. 따라서, 센서링 부분적응 알고리즘은 기존의 부분적응 알고리즘과 달리 부공간(subspace)을 선택할 때 고유치 및 고유벡터를 사용하지 않으므로 고유치 분해 과정이 필요 없고 환경의 변화에 적응적으로 부공간의 크기를 결정할 수 있다. 또한 본 논문에서는 공간평활 알고리즘<sup>[10]</sup>과 센서링 알고리즘을 결합하여 코히어런트(coherent) 간섭신호의 입사에 의한 표적신호 상쇄 문제<sup>[11]</sup>와 주파수 영역 LMS 알고리즘의 계산량 문제를 동시에 해결하기 위하여 센서링 공간평활 알고리즘을 제안한다.

본 논문은 2장에서 기존의 적응 어레이 알고리즘과 공간평활 알고리즘에 대하여 설명한다. 3장에서는 센서링 부분적응 알고리즘을 제안하고, 평균자승오차(mean square error)의 관점에서 제안한 알고리즘을 분석한다. 또한 센서링 부분적응 알고리즘을 공간평활(spatial smoothing) 알고리즘과 결합한 센서링 공간평활 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘과 기존의 알고리즘을 GSC(generalized sidelobe canceller)에 적용하여 제안한 알고리즘의 성능을 분석하고, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. 기존의 적응 어레이 알고리즘

1. 주파수 영역 LMS 알고리즘

주파수 영역 LMS 알고리즘을 사용하는 주파수 영역 GSC<sup>[12]</sup>의 사용 목적은 시간 영역의 Griffiths-Jim GSC<sup>[13]</sup>의 수렴속도를 향상시키는 것이다. 즉, DFT(discrete Fourier transform)나 DCT(discrete cosine transform) 등을 사용하여 입력신호 사이의 상관을 제거하여 수렴속도를 향상시킨다.

그림 1은 주파수 영역 GSC의 간략한 블록도이다. 여기서  $W_c$ 와  $W_s$ 는 각각 기준 빔 형성기, 신호 차단 행렬(signal blocking matrix)이고,  $W$ 는 기중치 벡터이다.  $d(n)$ 과  $y(n)$ 은 각각 주채널과 보조채널의 출력신호이고,  $d(n)$ 은 어레이의 최종 출력신호이다. Griffiths-Jim GSC와 다르게 신호차단 행렬의 출력신호를 주파수 영역으로 변환하는 행렬  $D$ 가 추가되어 있다.

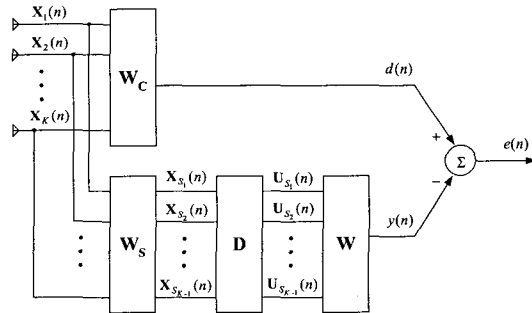


그림 1. 주파수 영역 GSC  
Fig. 1. Frequency domain GSC.

GSC의 안테나 수가  $K$ 개, TDL(tapped-delay line)의 길이가  $L$ 이고 신호차단 행렬이 단순한 차 방정식으로 구성될 경우, 신호차단 행렬의 출력  $X_s(n)$ 은

$$X_s(n) = [X_{S_1}^T(n), X_{S_2}^T(n), \dots, X_{S_{K-1}}^T(n)]^T \quad (1)$$

와 같이 주어진다. 여기서,  $T$ 는 행렬의 전치(transpose)를 나타낸다.  $X_{S_i}(n)$ 은  $i$ 번째 TDL의 입력 신호 벡터

$$X_{S_i}(n) = [x_{s_i}(n), x_{s_i}(n-1), \dots, x_{s_i}(n-L+1)]^T, \quad 1 \leq i \leq K-1 \quad (2)$$

이다. 식 (2)의  $x_{s_i}(n-j)$ 는  $i$ 번째 TDL의  $n-j$  샘플

주기의 입력신호이다.  $U_s(n)$ 은  $X_s(n)$ 이 변환행렬  $D$ 에 의하여 주파수 영역으로 변환된 신호

$$U_s(n) = DX_s(n) = [U_{S_1}^T(n), U_{S_2}^T(n), \dots, U_{S_{K-1}}^T(n)]^T \quad (3)$$

이다. 여기서,  $U_{S_i}(n)$ 은  $i$ 번째 TDL의 신호가 주파수 영역으로 변환된 신호

$$U_{S_i}(n) = [u_{S_i}(n), u_{S_i}(n-1), \dots, u_{S_i}(n-L+1)]^T, \quad 1 \leq i \leq K-1 \quad (4)$$

이다. 식 (4)의  $u_{S_i}(n-j)$ 는  $i$ 번째 TDL의  $n-j$  주파수 대역으로 변환된 신호이다.  $e(n)$ 은 최종 어레이 출력

$$d(n) = d(n) - y(n) = (W_C^H - W^H D W_S) X(n) \quad (5)$$

이다. 여기서,  $H$ 는 행렬의 헤르미트(Hermitian transpose)를 나타낸다.

주파수 영역 LMS 알고리즘을 사용할 경우 최적 가중치 행렬은

$$W'_{opt} = R_{U_s}^{-1} P_{U_s} \quad (6)$$

과 같이 표현된다. 여기서,  $R_{U_s}$ 와  $P_{U_s}$ 는 각각  $U_s$ 의 자기상관도 행렬과  $U(n)$ 과  $d(n)$  사이의 교차상관도 행렬로서 다음과 같이 표현된다.

$$R_{U_s} = E[U_s(n) U_s^H(n)] = D R_{X_s} D^H \quad (7)$$

$$P_{U_s} = E[U_s(n) d^*(n)] = D P_{X_s} \quad (8)$$

식 (8)의 \*는 복소공액(complex conjugation)을 나타낸다.

주파수 영역 LMS 알고리즘을 사용할 경우 적응 신호처리를 조절하는 행렬의 고유치는 모두 같은 값이 되므로 수렴속도가 크게 향상된다<sup>[14]</sup>. 식 (6)의 최적 가중치를 이용하여 수렴 후 출력신호의 전력을 구하면

$$\zeta_{FLMS} = E[|e(n)|^2] = \sigma_d^2 - P_{U_s}^H R_{U_s}^{-1} P_{U_s} \quad (9)$$

과 같이 주어진다. 여기서  $\sigma_d^2$ 는 주채널 출력신호의 전력을 나타낸다. 식 (7)과 (8)을 식 (9)에 대입하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\zeta_{FLMS} = \sigma_d^2 - P_{X_s}^H R_{X_s}^{-1} P_{X_s}$$

$$\begin{aligned} &= \sigma_d^2 - (D P_{X_s})^H (D R_{X_s} D^H)^{-1} (D P_{X_s}) \\ &= \sigma_d^2 - P_{X_s}^H R_{X_s}^{-1} P_{X_s} = \zeta_{LMS} \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서 주파수 영역의 LMS 알고리즘을 사용한 경우와 시간 영역 LMS 알고리즘을 적용한 경우의 평균자승오차는 같은 값을 가짐을 알 수 있다.

### 2. 코히어런트 간섭신호의 제거를 위한 공간평활 알고리즘

표적신호와 상관성이 높은 간섭신호가 어레이로 입사할 경우 출력의 전력을 최소화시키는 적응 알고리즘을 사용하는 적응 어레이는 간섭신호의 크기와 위상을 표적신호와 상쇄간섭이 일어나도록 적응시키므로 출력에서 표적신호 성분을 상쇄시키는 문제점을 가진다<sup>[15]</sup>. 이와 같은 표적신호 상쇄현상을 야기하는 표적신호와 상관성이 높은 간섭신호를 코히어런트 간섭신호라고 한다. 코히어런트 간섭신호는 다중경로 현상과 고의적인 간섭신호의 전송으로 인하여 발생할 수 있다.

간섭신호와 표적신호사이의 상관도가 존재하지 않을 경우 입력 공분산 행렬은 같은 대각선상에 있는 모든 성분들이 동일한 값을 가지는 토폴리츠(Toeplitz) 행렬이다. 그러나 코히어런트 간섭신호가 존재하는 경우의 입력 공분산 행렬은 신호간의 간섭으로 인하여 토폴리츠 행렬이 아니다. 따라서 코히어런트 간섭신호에 의한 표적신호의 상쇄 문제를 해결하기 위해서는 입력 공분산 행렬을 토폴리츠 행렬로 변환하여야 한다.

공간평활 알고리즘은 그림 2와 같이  $M$ 개의 안테나를 가진 적응 어레이를  $N$ 개의 안테나 소자를 가진  $M-N+1$ 개의 부 어레이로 나눈다.

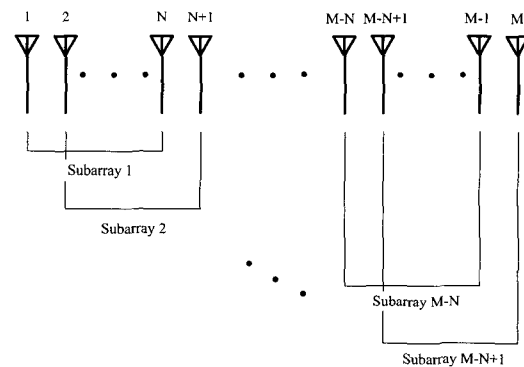


그림 2. 공간평활을 위한 부 어레이의 구성 방법  
Fig. 2. Method to make subarrays for spatial smoothing.

그리고 식 (11)과 같이 각 부 어레이의 입력 공분산 행렬에 대한 평균을 구하여 입력 공분산 행렬을 도플리츠화 시킨다<sup>[10]</sup>.

$$R_{XX(N \times N)} = \frac{1}{M-N+1} \sum_{i=1}^{M-N+1} Q_i R_{XX(M \times M)} Q_i^H \quad (11)$$

$R_{XX(M \times M)}$ 과  $R_{XX(N \times N)}$ 은 각각 공간평활을 수행하기 전과 후의 입력 공분산 행렬이다. 그리고  $Q_i$ 는  $N \times M$  차원의 행렬로서  $i$ 번째 열에서 시작하는  $N \times N$ 차원의 단위 행렬을 포함하는 행렬로서 단위 행렬 이외의 원소 값은 모두 0이다. 이와 같은 공간평활 알고리즘은 전자적으로 공간 진동을 수행하는 방법으로서 기계적으로 어레이 단면을 진동시키는 것보다는 구현하기가 훨씬 용이하다. 그러나, 공간평활 기법은 매 갱신 주기마다 각 부 어레이에 대하여 한 번씩 적응 신호처리를 수행하므로 필요 계산량이 증가하고 자유도(degree of freedom)가 감소하는 단점이 있다.

### III. 센서링 부분적용 알고리즘

#### 1. 센서링 부분적용 알고리즘

시간 영역의 적응 어레이는 TDL을 이용하여 입력 신호를 각 갱신시간마다 한 칸씩 옆으로 천이 시키면서 모든 가중치와 순차적으로 곱하여 출력신호를 획득하는 신호처리 과정을 수행한다. 반면에 변환 영역 적응 어레이는 입력신호를 변환 영역으로 변환한 후 적응 신호처리를 수행하므로 입력신호는 자신의 특성에 따라서 해당되는 변환 대역으로 변환된다. 본 논문에서는 이러한 원리를 이용하여 각 변환 대역에서 간섭신호의

존재 유무를 검출하여 간섭신호가 존재하는 변환 대역의 가중치만을 선택하여 갱신시키는 센서링 부분적용 알고리즘을 제안한다.

센서링 부분적용 알고리즘은 각 변환 대역에 대하여 간섭신호의 존재 유무를 판별하기 위하여 그림 3과 같은 CA-CFAR(cell averaging constant false alarm rate) 신호처리기를 사용한다. 그림 3의  $P_{FA}$ 는 오경보율로서 검출과정에서 적응적인 문턱값

$$Z_T = bT = b \frac{P_{FA}^{\frac{1}{L-1}} - 1}{L-1} \quad (12)$$

를 결정짓는 매개변수이다. CA-CFAR 신호처리기는 오경보율을 일정하게 유지하기 위하여 검사를 수행하고자 하는 변환 대역의 신호를 제외한 주위의 모든 변환 대역의 전력 합  $b$ 를 구하고 이를  $P_{FA}$ 와 TDL의 길이인  $L$ 에 의하여 결정되는 조절상수  $T$ 와의 곱을 통하여 적응적으로  $Z_T$ 를 결정한다<sup>[9]</sup>.  $Z_T$ 를 결정한 다음 각 변환 대역에 대하여 검사를 수행하는데 검사를 수행하는 변환 대역의 전력이  $Z_T$ 보다 클 경우에는 간섭신호가 존재하는 것으로 판단하고, 해당하는 가중치를 적응시킨다. 반대로 검사를 수행하고 있는 변환 대역의 전력이  $Z_T$ 보다 작을 경우에는 간섭신호가 존재하지 않는 것으로 결정을 내리고 해당하는 가중치의 갱신을 중단한다. 이와 같이 간섭신호가 존재하는 변환 대역에 해당하는 가중치에 대한 적응 신호처리 과정만을 수행함으로써 갱신할 가중치의 수가 작아지므로 가중치 갱신에 필요한 계산량도 크게 줄일 수 있다.

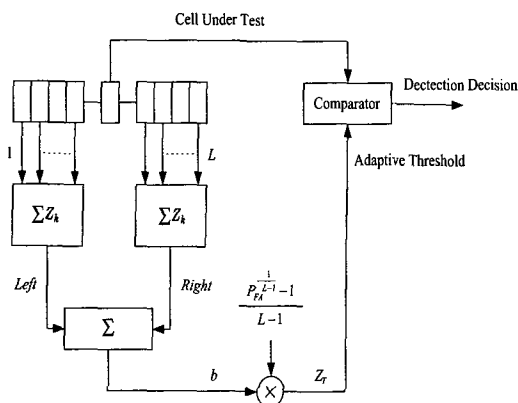


그림 3. CA-CFAR 신호처리기  
Fig. 3. CA-CFAR signal processor.

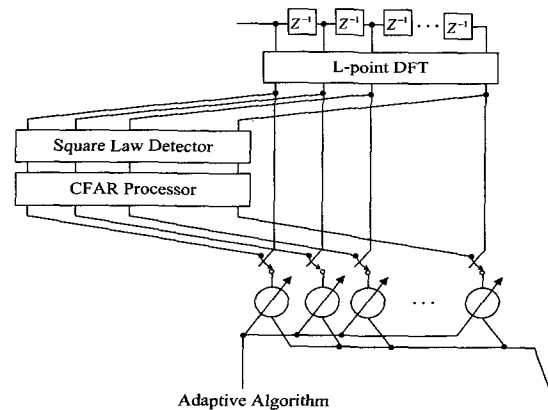


그림 4. 센서링 부분적용을 수행하기 위한 적응 신호처리기의 블록도  
Fig. 4. Adaptive processor to perform the censoring algorithm.

센서링 부분적응 알고리즘은 기존의 부분적응 알고리즘과 달리 부공간을 선택할 때 고유치 및 고유벡터를 사용하지 않으므로 고유치 분해 과정이 필요 없고 환경의 변화에 적응적으로 부공간의 크기를 결정할 수 있는 장점을 가지며 부분적응으로 인한 성능 열화를 최소화시킬 수 있다. 한편, 간섭신호가 존재하는 주파수 대역을 판별할 때 어떤 종류의 CFAR 신호처리기도 사용 가능하다. 그림 4는 센서링 부분적응 알고리즘을 수행하기 위한 적응 신호처리기의 블록도이다.

센서링 부분적응 알고리즘은 CA-CFAR 신호처리에 의한 검출과정에서 부가적인 계산량이 필요하지만 검출과정은 매 갱신 주기마다 수행하는 것이 아니라 초기의 임의의 시간동안에 이루어지므로 전체 어레이의 필요 계산량에는 크게 영향을 미치지 않는다. 표 1에 GSC 형태로 구현된 적응 어레이에서 적응 알고리즘에 따른 계산량을 나타내었다. 센서링 부분적응 알고리즘을 적용하면 일부의 가중치만을 갱신하므로 가중치 갱신에 필요한 계산량이 줄어들음을 확인할 수 있다.

표 1. 적응 알고리즘에 따른 GSC의 계산량 (K: 안테나 소자의 수, L: TDL의 길이,  $L_i$ :  $i$ 번째 TDL의 갱신시키는 가중치 수,  $L_i \leq L$ )

Table 1. Computational complexity of GSCs according to applied algorithm. (K: number of antenna element, L: length of TDL,  $L_i$ : number of updated weights in the  $i$ th TDL,  $L_i \leq L$ )

GSC realization	Complex multiplication per cycle
Griffiths-Jim GSC	$2L(K-1)$
Frequency-domain GSC	$L(K-1)\log_2 L + 3.5L(K-1)$
Censoring GSC	$L(K-1)\log_2 L + 3.5 \sum_{i=1}^{K-1} L_i$

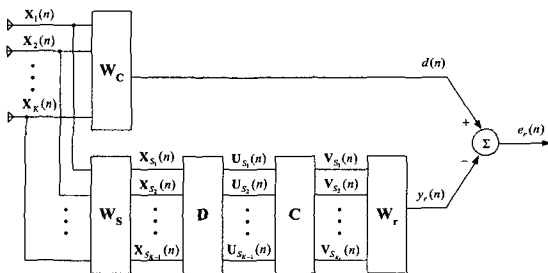


그림 5. 센서링 GSC  
Fig. 5. Censoring GSC.

그림 5는 센서링 GSC의 블록도이다. 그림 1에서 간섭신호가 존재하는 주파수 대역을 찾아내는 센서링을 수행하는 C블록이 추가되어 있다.

이때, GSC의 출력은

$$e_s(n) = (W_c^H - W_r^H C^H D W_s) X(n) \quad (13)$$

이다. 식 (13)과 (5)의 차를 구한 후  $e_s(n)$ 에 대하여 정리하면

$$e_s(n) = [I \ W^H D - W_r^H C^H D] \begin{bmatrix} e(n) \\ X_s(n) \end{bmatrix} \quad (14)$$

과 같이 표현된다. 모든 가중치를 적응시키는 경우와 부분적응을 실시하는 경우의 가중치 벡터의 차인 가중치 오차벡터는

$$\epsilon = W - C W_r \quad (15)$$

이다. 식 (14)와 (15)를 이용하여 센서링 알고리즘을 사용하는 GSC의 평균자승오차  $\zeta_r$ 을 나타내면

$$\zeta_r = E \{ |e_s(n)|^2 \} = \zeta + \epsilon^H R_{U_s} \epsilon \quad (16)$$

이 된다. 식 (16)에서  $\zeta$ 는 모든 가중치를 갱신할 경우의 평균자승오차이고,  $\epsilon^H R_{U_s} \epsilon$ 은 부분적응으로 인하여 추가적으로 발생하는 평균자승오차이다. 따라서 부분적응 알고리즘은 이러한 추가적인 평균자승오차를 최소화하여야 한다. 식 (15)를  $\epsilon^H R_{U_s} \epsilon$ 에 대입하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon^H R_{U_s} \epsilon &= (W^H - W_r^H C^H) R_{U_s} (W - C W_r) \\ &= (W^H R_{U_s}^{1/2} - W_r^H C^H R_{U_s}^{1/2}) (R_{U_s}^{1/2} W - R_{U_s}^{1/2} C W_r) \end{aligned} \quad (17)$$

식 (16)에서  $\epsilon^H R_{U_s} \epsilon$ 가 최소화되기 위해서는  $R_{U_s}^{1/2} C W_r$ 이  $R_{U_s}^{1/2} W$ 에 가장 근사하게 추정되어야 한다. 모든 가중치를 갱신하는 경우의 Wiener-Hopf 방정식은

$$R_U W = P_U \quad (18)$$

과 같이 주어진다. 식 (18)의 양변에  $R_U^{-1/2}$ 를 곱하면

$$R_U^{1/2} W = R_U^{-1/2} P_U \quad (19)$$

와 같다. 여기서  $R_U$ 는 주파수 영역으로 변환된 신호  $U(n)$ 의 공분산 행렬이므로 대각 행렬로 근사화시킬 수 있다. 따라서,  $R_U^{1/2}W$ 는 다음과 같이 전개된다.

$$R_U^{1/2}W = \left[ \frac{1}{\sqrt{r_{1,1}}} (DP_{X_s})_{1,1}, \dots, \frac{1}{\sqrt{r_{L,1}}} (DP_{X_s})_{L,1}, \right. \\ \left. \frac{1}{\sqrt{r_{1,2}}} (DP_{X_s})_{1,2}, \dots, \frac{1}{\sqrt{r_{L,K-1}}} (DP_{X_s})_{L,K-1} \right]^T \quad (20)$$

한편, self-orthogonal 적용 알고리즘을 적용하면 공분산 행렬  $R_U$ 의 대각선 성분인  $r_{l,k}$ 는 모두 같은 값을 가진다. 따라서,  $(DP_{X_s})_{l,k}$ 의 값이 클수록 평균자승오차 값에 미치는 영향이 크게 나타남을 알 수 있다. 그러므로,  $R_U^{1/2}CW_r$ 을  $R_U^{1/2}W$ 에 가장 근사화시키기 위해서는  $(DP_{X_s})_{l,k}$ 의 값이 큰 주파수 성분에 해당하는 신호만을 적용시키도록  $C$ 행렬을 선택하여야 한다. 즉,  $d(n)$ 과 상관성이 주파수 대역에 해당하는 가중치만을 갱신하면 부분적용으로 인한 추가적인 평균자승오차 성분인  $\epsilon^H R_U \epsilon$ 을 최소화할 수 있다.

본 논문에서 제안한 센서링 부분적용 알고리즘은 CA-CFAR 검출 알고리즘을 사용하여  $d(n)$ 의 간섭신호 성분과 상관성이 높은 주파수 대역을 검출하여 간섭신호가 존재하는 주파수 대역에 해당되는 가중치만을 갱신시킨다. 그러므로 센서링 부분적용 알고리즘은 각 주파수 대역의  $(DP_{X_s})_{l,k}$ 를 계산하고 이를 정렬하는 별도의 과정을 수행하지 않고 오경보율을 적절히 조절하여  $R_U^{1/2}CW_r$ 을  $R_U^{1/2}W$ 에 가장 근사화시킬 수 있고 부분적용으로 인한 추가적인 평균자승오차를 최소화시킨다. 따라서 오경보율을 적용 환경에 맞게 적절하게 선택하여 최적의 부공간을 선택할 경우의 평균자승오차는 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\zeta_r \approx \zeta_{LMS} = \zeta_{FLMS} \quad (21)$$

2. 센서링 공간평활 알고리즘

2장에서 살펴본 바와 같이 코히어런트 간섭신호를 제거하기 위한 공간평활 알고리즘은 갱신 주기마다 각 부 어레이에 대하여 적응 신호처리를 수행하므로 많은 계산량을 요구한다. 또한 입력 공분산 행렬의 고유치 확산값이 커지면 수렴속도가 느려지므로 간섭신호를 빠르게 제거할 수 없다.

이와 같은 기존의 공간평활 알고리즘의 문제를 해결

- 표 2. 공간평활을 수행하는 GSC의 계산량 ( $K$ : 안테나 소자 수,  $K_S$ : 부 어레이의 안테나 소자 수,  $L$ : TDL의 길이,  $L_i$ :  $i$ 번째 TDL의 갱신시키는 가중치 수,  $L_i \leq L$ )

Table 2. Computational complexity of spatial smoothed GSCs. ( $K$ : number of antenna elements,  $K_S$ : number of antenna elements in each subarray,  $L$ : length of TDL,  $L_i$ : number of weights to be updated in the  $i$ th TDL,  $L_i \leq L$ )

GSC realization	Complex multiplication per cycle
Spatially smoothed GSC	$(K - K_S + 1)2L(K_S - 1)$
Spatially smoothed frequency-domain GSC	$(K - K_S + 1)L(K_S - 1)(\log_2 L + 3.5)$
Spatially smoothed censoring GSC	$(K - K_S + 1) \{L(K_S - 1)\log_2 L + 3.5 \sum_{i=1}^{K_S-1} L_i\}$

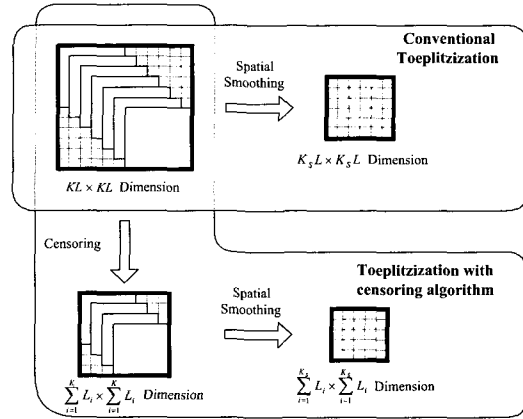


그림 6. 센서링 공간평활에 의한 상관도 행렬의 Toeplitz화

Fig. 6. Toeplitzization of a correlation matrix by censoring spatial smoothing.

하기 위하여 센서링을 통한 변환 영역 부분적용과 공간평활을 동시에 수행하는 센서링 공간평활 알고리즘을 제안한다. 제안한 센서링 공간평활 알고리즘은 공간평활과 변환 영역 적응신호처리로 인한 계산량 문제를 해결하면서 코히어런트 간섭신호를 포함한 간섭신호를 적은 계산량으로 효과적으로 제거할 수 있다. 즉, 그림 6과 같이 공간평활을 수행하기 전에 센서링 과정을 통하여 입력신호를 변환 영역으로 변환하고 간섭신호가

존재하는 변환 영역에 대한 검출과정을 수행하여 갱신 시킬 가중치를 결정한 다음 공간평활 알고리즘을 이용한 적응 신호처리를 수행한다. 표 2는 기존의 공간평활 알고리즘과 제안한 센서링 공간평활 알고리즘을 GSC에 적용할 경우의 필요 계산량이다.

#### IV. 성능분석

##### 1. 임의로 생성시킨 데이터를 이용한 모의실험

제안한 센서링 공간평활 알고리즘의 성능을 분석하기 위하여 센서링 공간평활 알고리즘을 적용한 GSC와 기존의 공간평활 알고리즘을 사용한 주파수 영역 GSC에 대한 모의실험을 수행하였다. 모의실험에서 사용한 GSC는 안테나의 수가 10개이고 5개의 안테나를 가지는 6개의 부 GSC로 나뉘어진다. 그리고 각 TDL의 길이는 8이고 CA-CFAR 프로세서의  $P_{FA}$ 는 0.2이다. 안테나 소자사이의 거리는 표적신호의 파장에 대하여 1/2의 값을 가지도록 설정하였다. 표본화 주파수로 표준화된 주파수가 0.25Hz, SNR (signal to noise ratio)이 10dB인 표적신호가 어레이 단면에 수직으로 입사한다. 또 주파수가 각각 0.2Hz, 0.3Hz인 두개의 간섭신호가 40dB의 INR(interference to noise ratio)을 가지고 어레이 단면에 대하여 20°, -55°의 방향에서 입사하고 주파수가 0.25Hz인 코히어런트 간섭신호가 30dB의 INR을 가지면서 어레이 단면에 대하여 35° 방향에서 입사한다. 즉, 표적신호와 상관성이 없는 간섭신호와 코히어런트 간섭신호가 동시에 입사할 경우의 성능 분석을 수행하기 위하여 위와 같은 3가지의 간섭신호를 사용하였다.

그림 7은 기존의 공간평활을 수행하는 주파수 영역 GSC와 제안한 센서링 공간평활을 적용한 GSC의 가중치 갱신에 따른 평균자승오차의 변화이다. 제안한 GSC는 약 150회의 적응 신호처리 후에 수렴하였고 기존 GSC는 300회 정도의 적응 신호처리 후에 수렴하였다. 따라서 제안한 GSC가 2배 정도 빨리 수렴하였다. 그리고 두 GSC의 안정상태의 평균자승오차는 약 1dB의 동일한 값으로 수렴하였다.

그림 8은 제안한 GSC를 적용한 경우 입출력 신호의 주파수 스펙트럼이다. 출력신호의 스펙트럼에서 간섭신호 성분이 모두 제거되고 주파수 0.25인 표적신호 성분이 10dB의 SNR을 유지하면서 출력되었다.

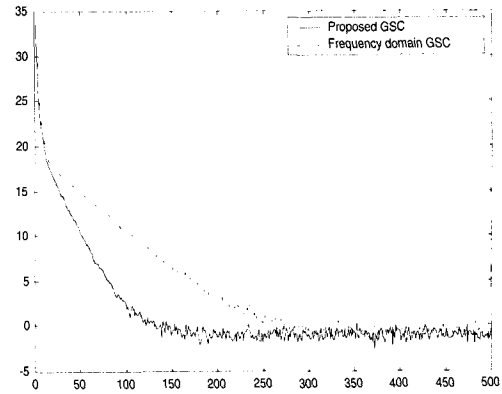


그림 7. 평균자승오차의 변화  
Fig. 7. Learning curves of MSE.

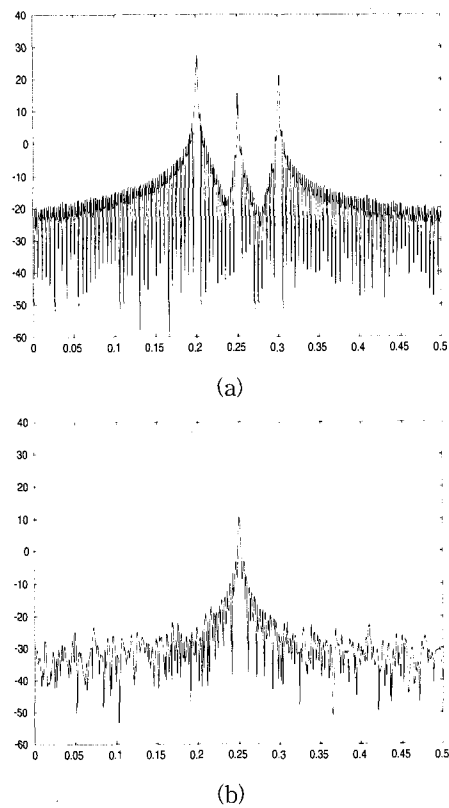
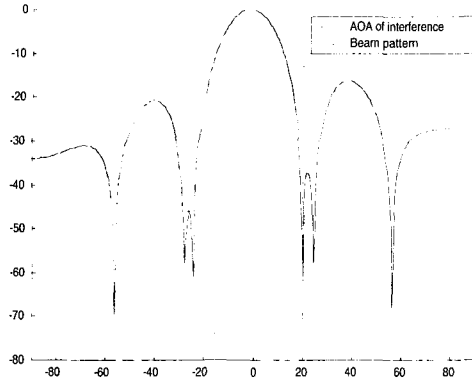


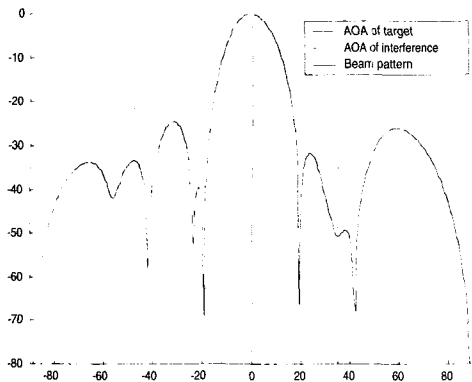
그림 8. 제안한 GSC를 적용한 경우 입출력신호의 주파수 스펙트럼, (a) 입력신호의 주파수 스펙트럼, (b) 출력신호의 주파수 스펙트럼  
Fig. 8. Frequency spectra, (a) Spectrum of array input, (b) Spectrum of array output.

그림 9의 각 주파수에서의 빔 패턴에서도 모든 간섭신호의 입사하는 방향으로 깊게 패턴 널(pattern null)이 형성되었다. 특히 그림 9의 (b)에서 코히어런트 간

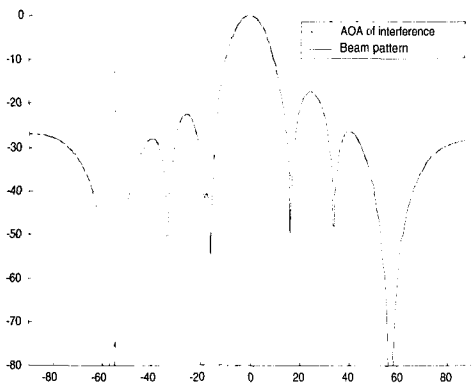
섭신호의 입사방향인 35° 방향으로 약 50dB의 패턴 널이 생성되었다.



(a)



(b)



(c)

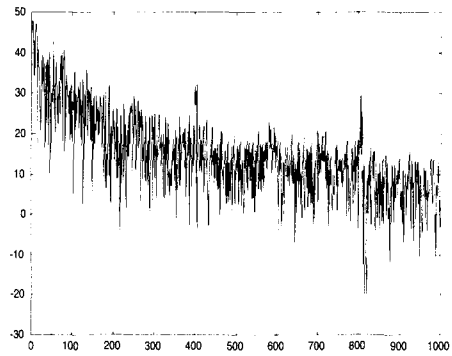
그림 9. 제안한 GSC의 빔 패턴, (a) 주파수 0.2에서의 빔 패턴, (b) 주파수 0.25에서의 빔 패턴, (c) 주파수 0.3에서의 빔 패턴

Fig. 9. Beam patterns, (a) Beam pattern at frequency 0.2, (b) Beam pattern at frequency 0.25, (c) Beam pattern at frequency 0.3.

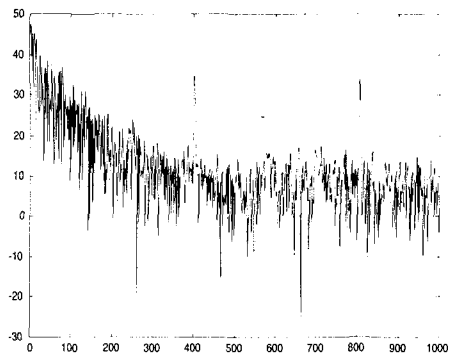
그리고 제안한 GSC는 32개의 가중치 중 12개의 가중치만을 갱신하므로 각 갱신 주기당 828회의 복소곱을 필요로 한다. 따라서 모든 가중치를 갱신하고 1,248회의 복소곱을 필요로 하는 기존의 GSC에 비하여 약 2/3정도의 계산량만을 필요로 한다.

2. 실측 데이터를 이용한 모의실험

보다 실제적인 상황에서 제안한 알고리즘의 성능분석을 위하여 실제 적용 어레이를 사용하여 측정된 데이터를 이용하여 모의실험을 수행하였다. 모의실험에서 사용한 데이터는 Mt. Top 프로그램<sup>[16]</sup>의 일환으로 RSTER (radar surveillance technology experimental radar)로 측정된 값이다. 이를 이용한 모의실험 조건은 표 3과 같다.



(a)



(b)

그림 10. 평균자승오차의 변화, (a) 주파수 영역 GSC의 평균자승오차, (b) 제안한 GSC의 평균자승오차

Fig. 10. Learning curves of MSE, (a) Learning curve of MSE of frequency domain GSC, (b) Learning curve of MSE of proposed GSC.



표 3. 실측 데이터를 이용한 실험조건  
Table 3. Simulation conditions with measured data.

Interference (measured)	Carrier frequency: 435 MHz Bandwidth: 600 KHz Degree of arrival: 42
Target (simulated)	Baseband frequency: 0 Hz Degree of arrival: 0
Sampling frequency	1 MHz
Number of antennas	14
Array element spacing	0.33 m
Number of taps in TDL	16

그림 10의 평균자승오차의 변화에서 제안한 GSC는 주파수 영역 GSC에 비하여 보다 빠르게 수렴하였다. 그리고 안정상태의 평균자승오차는 두 GSC의 값이 거의 동일하였다.

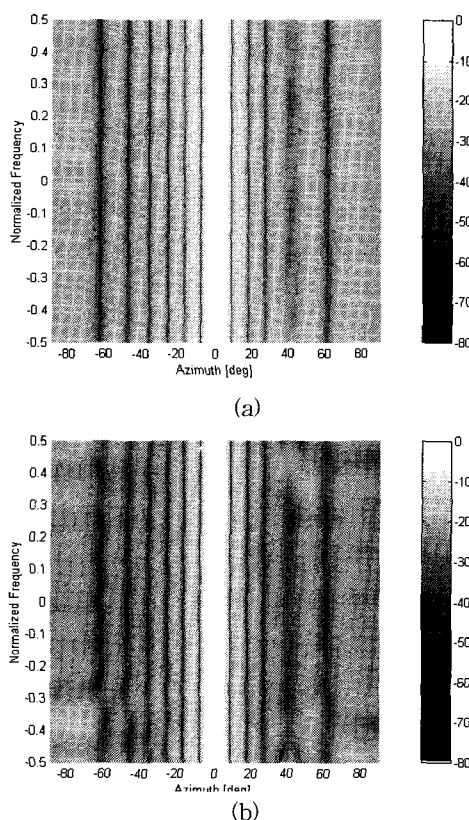


그림 11. 빔 패턴, (a) 주파수 영역 GSC의 빔 패턴, (b) 제안한 GSC의 빔 패턴  
Fig. 11. Beam patterns, (a) Beam pattern of frequency domain GSC, (b) Beam pattern of proposed GSC.

그림 11의 (a)와 (b)는 각각 주파수 영역 GSC와 제안한 GSC의 빔 패턴이다. 두 GSC 모두 간섭신호의 주파수 대역인 300~300 KHz에서 42°의 방향으로 패턴 널이 생성되었다.

이와 같이 제안한 GSC는 104개의 가중치중 84개의 가중치만을 갱신하면서도 주파수 영역 GSC에 비하여 성능의 열화 없이 간섭신호를 제거하였다.

### V. 결론

본 논문에서는 적응 어레이의 입력 공분산 행렬의 고유치가 확산될 경우 간섭신호를 빠르게 제거하기 위한 변환 영역 적응 신호처리 알고리즘의 계산량 감소를 위한 센서링 부분적용 알고리즘을 제안하였다. 그리고 제안 알고리즘의 타당성을 부분적용으로 인한 평균 자승오차의 추가적인 상승의 최소화 관점에서 수학적으로 분석하였다. 또한 적응 어레이의 두 가지의 큰 문제점인 계산량 문제와 표적신호 상쇄현상을 동시에 해결하기 위하여 센서링 부분적용 알고리즘을 공간평활 알고리즘과 결합하여 코히어런트 간섭신호를 비롯한 간섭신호를 적은 계산량으로 빠르게 제거할 수 있는 센서링 공간평활 알고리즘을 제안하였다.

모의실험을 통해서 제안한 알고리즘의 성능분석을 실시한 결과 기존의 주파수 영역의 적응 어레이에 비하여 성능의 열화 없이 크게 감소된 계산량으로 간섭신호를 제거함을 확인하였다.

향후 연구내용으로 각기 다른 적용 환경에서 최적의 부분적용을 실시하기 위하여 오경보율을 적응적으로 변화시킬 수 있는 방법에 관한 연구와 기존의 부분적용 알고리즘과의 성능분석이 필요할 것으로 사료된다.

### 참고 문헌

[1] R. T. Compton, *Adaptive Antennas, Concepts and Performance*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.  
[2] R. A. Monzingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, Wiley-interscience Publication, NY, 1980.  
[3] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ,

- 1985.
- [4] S. S. Narayan, A. M. Peterson and M. J. Narasimha, "Transform Domain LMS Algorithm," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol. 31, 609-615, June 1992.
- [5] B. D. Van Veen, "Eigenstructure Based Partially Adaptive Array Design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 36, no. 3, pp. 357-362, Mar. 1988.
- [6] W. F. Gabriel, "Using Spectral Estimation Techniques in Adaptive Processing Antenna Systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 3, pp. 291-300, Mar. 1982.
- [7] J. S. Goldstein and I. S. Reed, "Subspace Selection for Partially Adaptive Sensor Array Processing," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 33, no. 2, pp. 539-544, Apr. 1997.
- [8] K. A. Byerly and R. A. Roberts, "Output Power Based Partially Adaptive Array Design," *Proc. 23rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, pp. 576-580, Nov. 1989.
- [9] P. P. Gandhi and S. A. Kassam, "Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 24, pp. 427-445, July 1988.
- [10] T. J. Shan and T. Kailath, "Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, vol. 33, no. 3, pp. 527-536, June 1985.
- [11] L. J. Griffiths and C. W. Jim, "An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 1, pp. 27-34, Jan. 1982.
- [12] Y. H. Chen and H. D. Fang, "Frequency-domain Implementation of Griffiths-Jim Adaptive Beamformer," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 91, pp. 3354-3366, June 1992.
- [13] L. J. Griffiths and C. W. Jim, "An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 1, pp. 27-34, Jan. 1982.
- [14] R. D. Gitlin and F. R. Jr. Magee, "Self-orthogonalizing Adaptive Equalization Algorithms," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 25, pp. 666-672, July 1977.
- [15] B. Widrow, et al, "Signal Cancellation Phenomena in Adaptive Antennas: Causes and Cures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 3, pp. 469-478, May 1982.
- [16] [http://spib.rice.edu/spib/mtn\\_top.html](http://spib.rice.edu/spib/mtn_top.html).

---

 저 자 소 개
 

---

文聖薰(正會員) 第36卷 S편 第2號 參照  
 현재 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정

韓東錫(正會員) 第35卷 S편 第10號 參照  
 현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수