

論文2002-39SP-1-9

코히어런트 간섭문제 해결을 위한 공간보간 Duvall 빔형성기

(A Duvall Beamformer with Spatial Interpolation to Solve Coherent Interferences Problem)

尹東鉉*, 韓東錫*, 高光植*, 趙明濟**

(Dong-Hyun Yoon, Dong-Seog Han, Kwang-Sik Koh, and Myeong-Je Cho)

요약

본 논문은 공간보간을 이용한 공간평활을 수행하는 수정된 구조의 Duvall 빔형성기를 제안한다. 제안한 빔형성기는 이웃한 어레이 소자 사이의 신호를 보간하여 가상의 어레이 소자 신호를 생성하고 이를 이용하여 공간평활을 수행한다. 제안한 빔형성기는 보간된 신호를 이용하여 부어레이를 형성함으로써 기존 공간평활 기법의 자유도 손실 문제를 해결한다. 수학적 분석을 통하여 제안한 빔형성기는 입력 공분산 행렬의 감소된 랭크를 회복할 수 있음을 확인하였다. 또한 모의실험 결과에서도 제안한 빔형성기는 기존의 빔형성기가 제거할 수 없는 코히어런트 간섭신호를 제거함을 보였다.

Abstract

This paper proposes a modified Duvall beamformer performing spatial smoothing with spatial interpolation. In the proposed beamformer, virtual array signals are generated by spatial interpolation between each neighbor array elements, then all signals are used to perform spatial smoothing. The proposed beamformer overcomes the loss of degrees of freedom caused by spatial smoothing by forming subarrays with interpolated signals. Mathematical description shows that the proposed beamformer can restore the rank of array covariance matrix. Accordingly, the proposed beamformer can minimize the loss of degrees of freedom. Simulation results show that the proposed beamformer can remove all coherent interferences while conventional beamformers cannot.

I. 서론

적용 어레이^[1]는 다수개의 배열된 복사 소자를 사용하여 신호를 수신한 후, 빔 패턴을 형성시켜 간섭신호

는 제거하고 원하는 신호만을 얻는 통신 시스템이다. 즉, 적용 어레이는 간섭신호의 입사방향에 대해서는 패턴 널(pattern nulling)을 형성하여 빔 패턴의 이득을 감소시키고 원하는 신호가 입사하는 방향으로의 이득은 일정하게 유지시킴으로써 원하는 신호만을 수신한다. 따라서 적용 어레이는 열악한 채널환경에서 원하는 신호만을 수신할 수 있으므로 고도의 전자전에 대비한 군용 레이더뿐만 채널용량을 증가시키기 위한 이동통신용 스마트 안테나 시스템에 이용할 수 있다.

적용 어레이는 원하는 신호와 상관성이 큰 코히어런트(coherent) 간섭신호가 입사하면 어레이 출력에서 원하는 신호까지도 제거시키는 문제점을 가지고 있다^[2,3]. 이러한 신호 상쇄현상은 고의적인 간섭신호나 다중경로 효과 등에 의해 생길 수 있는데, 이의 해결을 위한

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

** 正會員, 國防科學研究所
(Agency for Defense Development)

※ 본 논문은 국방과학연구소에서 지원하는 전자과특화센터 지원사업으로 수행된 결과의 일부임.

接受日字:2001年1月17日, 수정완료일:2001年10月8日

다양한 연구가 진행되어 왔다^[4-7].

Widrow^[3]는 어레이 단면을 공간적으로 흔들어주는 공간진동(spatial dithering) 알고리즘을 제안하였다. 그러나 공간진동은 물리적으로 구현하기가 어려운 단점을 가진다. Duvall^[3]은 코히어런트 간섭신호를 제거시키기 위하여 주 빔형성기와 종속 빔형성기로 구성된 이중의 빔형성기 구조를 이용하여 원하는 신호와 간섭신호를 분리한 후 가중치 갱신을 수행하는 빔형성기를 제안하였다. 그러나 Duvall 빔형성기는 하나의 코히어런트 간섭신호가 입사할 경우에는 최적의 가중치를 획득할 수 있으나, 두 개 이상의 코히어런트 간섭신호가 입사하게 되면 주 빔형성기로 입사하는 코히어런트 신호들 사이의 상관성 때문에 모든 간섭신호를 제거시킬 수 있는 가중치를 얻지 못한다^[8]. Evans^[9]는 전체 어레이를 몇 개의 어레이 소자로 구성된 부어레이로 나누고 각 부어레이에 대하여 적용된 가중치들의 평균을 취함으로써 코히어런트 간섭신호를 제거시키는 공간평활(spatial smoothing) 알고리즘을 제안하였다. 그러나 공간평활 알고리즘은 전체 어레이를 부어레이로 나누어 신호처리를 수행하므로 자유도가 감소되고 균일 선형 어레이에서만 적용 가능하다는 단점이 있다. Pei^[8] 등은 Duvall 빔형성기의 문제점을 해결하고자 주 빔형성기에서 공간평활을 수행하여 다수의 코히어런트 간섭신호가 입사하더라도 어레이 출력에서 모든 간섭신호를 제대로 제거시킬 수 있는 빔형성기 구조를 제안하였다. 그러나 이 방법도 공간평활로 인한 자유도의 감소를 초래한다.

본 논문에서는 원하는 신호와 간섭신호를 원천적으로 분리하여 신호처리하는 Duvall 빔형성기를 이용하여 코히어런트 간섭문제를 해결하고자 한다. 그러나 Duvall 빔형성기는 둘 이상의 코히어런트 간섭신호가 입사하면 간섭신호 사이의 상관성으로 인해 제대로 간섭신호를 제거하지 못한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 주 빔형성기에서 공간평활을 수행하는 Pei의 빔형성기^[8]가 제안되기도 하였다. 그러나 Pei의 빔형성기는 공간평활로 인해 자유도의 손실이 발생한다. 본 논문에서는 공간평활로 인한 자유도의 손실을 최소화하고자 공간보간^[10]을 이용하여 부어레이를 형성함으로써 자유도의 감소를 해결하고자 한다. 즉 이웃한 어레이 소자의 신호를 이용해 그 사이의 신호를 보간함으로써 가상의 어레이를 생성시키는 효과를 이용하여 공간평활을 수행한다. 그에 따라 제안한 빔형성기는 자유도의

감소를 최소화할 수 있다.

본 논문은 II장에서 기존의 적응 어레이와 최적의 가중치에 대하여 설명하고 신호 상쇄현상과 이를 해결하기 위한 기존의 알고리즘에 대하여 살펴본다. III장에서는 공간보간 기법을 이용한 새로운 구조의 Duvall 빔형성기를 제안하고 IV장에서는 모의실험을 통하여 제안한 빔형성기와 기존의 빔형성기의 성능을 분석한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

III. 적응 어레이 모델링

적응 어레이는 빔형성을 통하여 공간적인 신호처리를 수행하므로 간섭신호는 제거시키고 원하는 신호만을 출력시키기 위한 통신 시스템이다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 적응 어레이는 신호를 수신하는 다수의 복사 소자, 각 어레이 소자의 출력과 가중치를 곱해 최적의 빔 패턴을 형성하는 빔형성기, 가중치를 최적의 값으로 적응시키기 위한 신호처리를 수행하는 적응 신호 처리기로 구성된다.

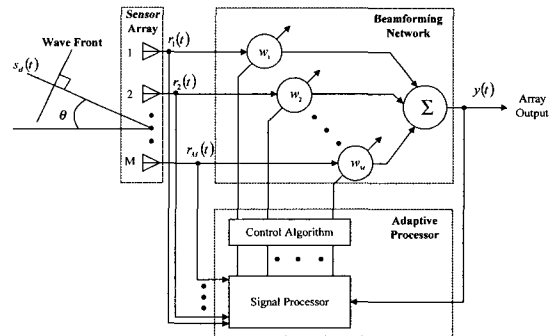


그림 1. 적응 어레이의 블록도

Fig. 1. Block diagram of adaptive antenna system.

D 개의 협대역 간섭신호가 전방향에 대하여 동일한 이득을 가지는 M 개의 어레이 소자로 입사한다고 가정할 경우 m 번째 어레이 소자의 출력신호는

$$r_m(t) = \sum_{d=1}^D S_d(t) e^{-j(m-1)\phi_d} + n_m(t) \quad (1)$$

과 같다. 여기서 $S_d(t)$ 는 d 번째 신호원에 의해 방출된 신호를 의미하며, $n_m(t)$ 는 m 번째 소자의 부가잡음을 의미하며 각 어레이 소자에 독립(spatially white)이다. ϕ_d 는 d 번째 신호가 어레이에 입사할 경우 신호의 입

사 경로차로 인한 어레이 소자간의 위상지연을 의미하며

$$\phi_d = \frac{2\pi\Delta}{\lambda_d} \sin \theta_d \quad (2)$$

와 같다. 여기서 Δ 는 어레이 소자사이의 거리이며 λ_d 와 θ_d 는 각각 d 번째 입사신호의 파장과 입사각을 나타낸다. 어레이 소자에 수신된 신호를 벡터로 나타내면

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

이며, 각 성분들은 다음과 같다.

$$\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_M(t)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_D(t)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_D] \quad (7)$$

식 (7)의 \mathbf{A} 는 $M \times D$ 의 크기를 가지는 방향행렬(direction matrix)이다. 방향행렬 \mathbf{A} 의 원소인 i 번째 신호원에 의한 방향벡터 \mathbf{a}_i 는

$$\mathbf{a}_i = [1, e^{-j\phi_i}, \dots, e^{-j(M-1)\phi_i}]^T \quad (8)$$

과 같이 표현된다. 적응 어레이의 출력은 어레이 소자에 수신된 신호와 가중치와의 곱으로 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t) \quad (9)$$

여기서 H 는 행렬의 헤르미트(Hermitian transpose)를 의미한다. 또한 가중치 벡터 \mathbf{w} 는

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (10)$$

과 같이 표현된다. 식 (9)와 같이 표현되는 어레이 출력이 원하는 신호만을 포함하기 위한 최적 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{opt} = \gamma \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a} \quad (11)$$

과 같다^[11]. 여기서 γ 는 적응 알고리즘에 따른 상수이며 \mathbf{a} 는 원하는 신호의 방향벡터이다. \mathbf{R} 은 적응 어레이의 입력 공분산 행렬로서

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (12)$$

와 같다. 식 (12)에서 \mathbf{I} 는 $M \times M$ 의 크기를 가지는 단

위행렬을, σ^2 은 부가잡음의 분산을 의미한다. \mathbf{S} 는 D 개의 신호에 대한 공분산 행렬로 다음과 같다.

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] \quad (13)$$

III. 공간보간을 이용한 제안한 Duvall 빔형성기

1. 빔형성기의 구조

적용 어레이에서는 어레이 소자 사이에서 신호의 변화가 심하지 않기 때문에 인접한 두 어레이 소자의 신호를 이용하여 안테나 사이의 신호를 생성시킬 수 있다. 그림 2와 같이 부어레이를 형성하여 공간평활을 시행함에 따라 점차적으로 원하는 신호와 간섭신호 사이의 상관도가 떨어짐으로써 어레이 출력에서 신호 상쇄 현상 없이 간섭신호를 제대로 제거시킬 수 있다.

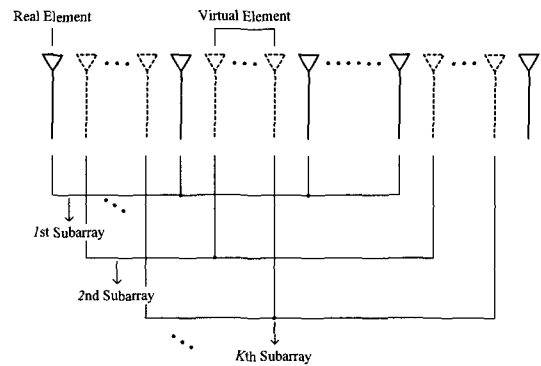


그림 2. 보간된 어레이 소자의 부어레이 형성
Fig. 2. Subarray of interpolated array elements.

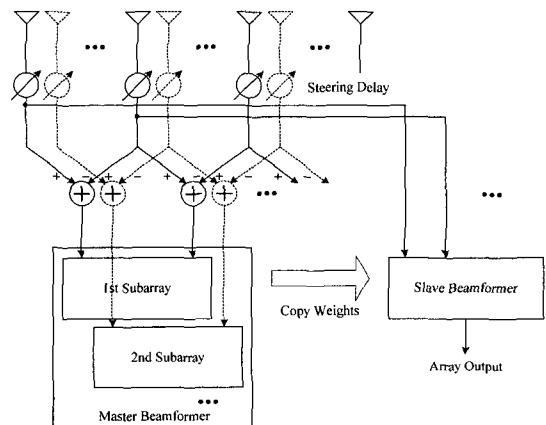


그림 3. 제안한 빔형성기 구조
Fig. 3. A structure of proposed beamformer.

본 논문에서는 공간보간 기법^[7]을 이용하여 자유도를 유지하면서 공간평활을 수행할 수 있는 Duvall 빔형성기를 제안한다. 그림 3은 제안한 빔형성기를 나타낸다. 제안한 빔형성기는 각 어레이 소자로 입사한 신호를 이용하여 가상의 어레이 소자로 입사하는 신호를 보간한다. 이 때 한쌍의 이웃한 어레이 소자 사이의 신호를 이용하여 다양한 보간율과 보간방법으로 신호를 생성시킬 수 있다. 보간된 신호를 이용하여 그림 2와 같이 부어레이를 형성하는데 마지막 어레이 소자를 제외한 모든 어레이 소자의 신호가 공간평활에 이용된다. 따라서 제안한 빔형성기는 주 빔형성기에서 원하는 신호성분을 제거하기 위해서 하나의 자유도를 사용하고 보간된 신호를 이용하여 부어레이를 형성하는데 또 하나의 자유도를 사용한다. 그러나 이것은 어레이 소자의 수가 커짐에 따라 무시할 수 있는 값이 된다. 이는 기존의 공간평활 알고리즘들에 비하여 자유도의 손실이 훨씬 작다. 주 빔형성기에서는 한번 표본화된 신호에 대해 한 주기동안 보간율만큼 가중치를 갱신한다. 이 때 가중치는 제한조건이 있는 최소잡음분산(minimum variance) 알고리즘^[12]으로 갱신된다. 중속 빔형성기에서는 보간된 신호가 아닌 실제 소자에서 수신한 신호를 입력으로 이용하여 주 빔형성기에서 적용된 가중치를 곱하여 최종 어레이 출력을 구한다. 따라서 원래 어레이 입력신호를 그대로 중속 빔형성기에 이용함으로써 신호의 왜곡없이 원하는 신호를 얻을 수 있다.

이와 같이 제안한 Duvall 빔형성기는 이웃한 어레이 소자사이의 테이터를 보간하여 부어레이를 생성하는데 이용함으로써 자유도의 손실을 최소화하면서 공간평활을 수행할 수 있다.

2. 수학적 분석

안테나로 입사된 신호는 우선 원하는 신호의 방향으로 지향된다. D 개의 코히어런트 간섭신호가 입사된다고 가정할 경우, m 번째 소자에서 지향된 신호 $r_m(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$r_m(t) = \alpha(t) \left[1 + \sum_{d=1}^D \rho_d e^{j(m-1)(\phi_d - \phi_s)} \right] + n_m(t) \quad (14)$$

여기서 $\alpha(t)$ 는 신호의 크기를, ρ_d 는 d 번째 간섭신호의 상대적인 크기와 초기 위상을 나타내는 복소수이다. 또한 ϕ_s 와 ϕ_d 는 각각 어레이 소자사이에서 원하는 신호와 간섭신호의 위상변화를 나타내며, $n_m(t)$ 는 m 번째

소자의 잡음을 나타낸다. 이웃한 어레이 소자의 신호를 이용하여 원하는 신호가 제거된 주 빔형성기의 입력신호 $u_m(t)$ 는

$$\begin{aligned} u_m(t) &= r_m(t) - r_{m+1}(t) \\ &= \alpha(t) \sum_{d=1}^D \rho_d [1 - e^{j(\phi_d - \phi_s)}] e^{j(n-1)(\phi_d - \phi_s)} \\ &\quad + [n_m(t) - n_{m+1}(t)], \quad m=1, 2, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (15)$$

와 같이 표현된다. 식 (15)에서 주어진 $u_m(t)$ 를 벡터형태로 표현하면

$$u(t) = \alpha(t) \sum_{d=1}^D \rho_d [1 - e^{j(\phi_d - \phi_s)}] \mathbf{s}_d + \mathbf{n}(t) \quad (16)$$

로 나타낸다. 여기서 $\mathbf{u}(t)$, \mathbf{s}_k , $\mathbf{n}(t)$ 는 각각

$$\mathbf{u}(t) = [u_1(t), u_2(t), u_{M-1}(t)]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{s}_k = [1, e^{j(\phi_k - \phi_s)}, \dots, e^{j(M-2)(\phi_k - \phi_s)}]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t) - n_2(t), n_2(t) - n_3(t), \dots, n_{M-1}(t) - n_M(t)]^T \quad (19)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (14)와 (15)를 살펴보면 $r_m(t)$ 와 $u_m(t)$ 에서 간섭신호의 성분이 $1 - e^{j(\phi_d - \phi_s)}$ 만큼 다르다는 것을 알 수 있다. 그러나 이 인자는 $m=1, 2, \dots, M-1$ 에 독립적인 양이기 때문에 주 빔형성기의 입력신호인 $u_m(t)$ 에 대해서 D 개의 간섭신호를 제거시키기 위해서 적용된 가중치는 중속 빔형성기의 입력신호인 $r_m(t)$ 의 간섭신호를 제거시키기 위한 가중치로 적용 가능하다.

위에서 설명한 신호는 실제 어레이 소자로 입사하는 신호이다. 제안한 공간평활 알고리즘은 입사하는 신호로부터 공간보간을 통해 각 어레이 소자사이의 신호를 생성시켜야 한다. 따라서 m 번째 어레이 소자에 실제 입사하는 신호인 $r_m(t)$ 와 $m+1$ 번째 어레이 소자에 입사하는 신호인 $r_{m+1}(t)$ 를 이용해서 가상의 어레이 소자에 대한 신호를 보간시킨다. 그리고 보간된 신호를 그림 2와 같이 묶어서 부어레이를 형성한다. 공간보간을 통해 생성된 k 번째 부어레이 신호는

$$\tilde{\mathbf{r}}_k(t) = \tilde{\mathbf{A}}_k \mathbf{s}(t) + \tilde{\mathbf{n}}_k(t) \quad (20)$$

와 같이 나타나며 $\tilde{\mathbf{n}}_k(t)$ 는 보간으로 생성된 잡음벡터,

$\tilde{\mathbf{A}}_k$ 는 보간에 의해 만들어진 k 번째 부어레이에서의 방향행렬을 의미하며

$$\tilde{\mathbf{A}}_k = \mathbf{A} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k \quad (21)$$

과 같이 주어진다. 여기서 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k$ 는 k 번째 부어레이의 상대적 위치에 따른 위상의 변화량을 의미하며

$$\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k = \text{diag}[e^{j\Delta_k \sin \theta_1}, e^{j\Delta_k \sin \theta_2}, \dots, e^{j\Delta_k \sin \theta_D}] \quad (22)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 식 (22)에서 Δ_k 는 k 번째 부어레이의 실제 어레이 소자에 대한 변위를 의미한다. 한편 공간보간을 수행할 때는 공간표본화 이론^[7]을 만족하도록 표본화를 해야한다. 따라서 식 (23)을 만족하는 공간상의 위치에서 신호를 보간해야 왜곡없이 원신호의 정보를 보간시킬 수 있다.

$$\Delta \leq \frac{\lambda_{\min}}{2} \quad (23)$$

여기서 λ_{\min} 은 원하는 신호의 대역폭내에서 최고 주파수(f_{\max})에 대응하는 파장을 나타낸다. 식 (23)의 조건을 만족하는 어레이 소자사이의 간격으로 보간된 신호를 이용하여 공간평활 알고리즘을 실행할 경우 \mathbf{S} 의 랭크 $P(P \leq D)$ 에 관계없이 공분산 행렬이 특이해를 갖지 않아야 한다. 보간된 신호를 이용한 평활된 입력 공분산 행렬에 대하여 살펴보면

$$\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k \mathbf{S} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k^H \quad (24)$$

으로 표현되며 \mathbf{S} 의 고유치를 $\{\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_D\}$, 고유벡터를 $\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_D\}$ 라고 하면 식 (24)는

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k \left(\sum_{d=1}^D \beta_d \mathbf{e}_d \mathbf{e}_d^H \right) \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k^H \\ &= \frac{1}{K} \sum_{d=1}^D \beta_d \sum_{k=1}^K \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k \mathbf{e}_d \mathbf{e}_d^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k^H \end{aligned} \quad (25)$$

와 같이 나타내어진다. 여기서 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}_k$ 의 주대각선에 있는 원소들로 이루어진 열벡터 ϕ_k 와, 주대각선 성분이 $\sqrt{\beta_d \mathbf{e}_d}$ 의 원소로 이루어진 대각행렬 \mathbf{E}_d 를 이용하여 식 (25)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{K} \sum_{d=1}^D \mathbf{E}_d \left(\sum_{k=1}^K \phi_k \phi_k^H \right) \mathbf{E}_d^H \quad (81)$$

$$= \frac{1}{K} \sum_{d=1}^D \mathbf{E}_d \mathbf{B} \mathbf{B}^H \mathbf{E}_d^H = \mathbf{L} \mathbf{L}^H \quad (26)$$

여기서 \mathbf{B} 와 \mathbf{L} 은 각각

$$\mathbf{B} = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_K] \quad (27)$$

$$\mathbf{L} = [\mathbf{E}_1, \mathbf{B}, \mathbf{E}_2 \mathbf{B}, \dots, \mathbf{E}_P \mathbf{B}] \quad (28)$$

과 같이 주어진다.

식 (26)으로부터 \mathbf{S} 의 랭크는 $D \times KP$ 의 크기를 가지는 \mathbf{L} 행렬의 랭크와 같다. 따라서 \mathbf{B} 가 전랭크이며 보간된 부어레이의 수 K 가 D 보다 크고 $P \geq 1$ 이면 \mathbf{L} 의 랭크는 D 와 같다. \mathbf{B} 의 (d, k) 번째 원소는

$$\mathbf{B}_{dk} = e^{j\Delta_k \sin \theta_d}, \quad d=1, 2, \dots, D, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (29)$$

과 같다. 여기서 \mathbf{B} 행렬의 행은 어레이 소자가 $\{\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_k\}$ 에 위치해 있는 새로운 형태의 어레이에 대한 지향벡터이다. 이러한 지향벡터는 $\{\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_k\}$ 를 적절하게 정해줌으로써 선형 독립이 된다. 예를 들면

$$\Delta_k = (k-1)\Delta \quad (30)$$

로 보간된 어레이의 간격을 결정하게 되면 \mathbf{B} 는 Vandermonde 행렬이 되며 각 행의 원소가 유일하다면 Vandermonde 행렬의 특성에 따라 \mathbf{B} 의 랭크 $\text{rank}(\mathbf{B})$ 는 $\text{rank}(\mathbf{B}) = \min(D, K) = D$ 의 성질을 가진다^[13]. 결과적으로 가 전랭크의 행렬이 되면 가정된 조건에서 $\bar{\mathbf{S}}$ 의 랭크가 D 이므로 보간된 신호를 이용해 공간평활된 공분산 행렬은 모든 랭크를 회복할 수 있다.

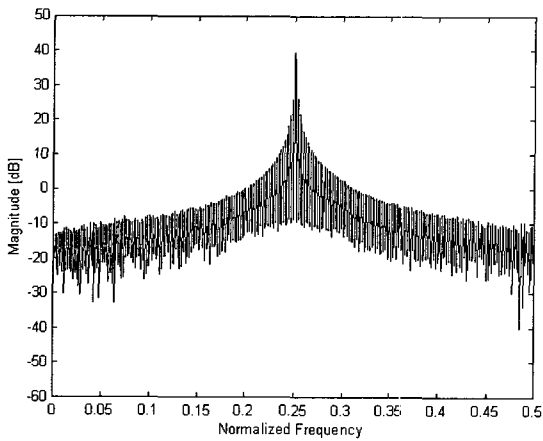
IV. 모의실험을 통한 성능분석

Pei의 Duvall 빔형성기와 제안한 빔형성기의 성능을 비교하기 위한 모의실험을 수행하였다. 실험에 사용된 안테나의 수는 5개이다. 그리고 Pei의 Duvall 빔형성기는 3개의 부어레이를 사용하며, 제안한 빔형성기는 선형 보간방법으로 신호를 보간했으며 보간율은 5이다. 즉 이웃한 안테나의 신호를 이용하여 4개의 신호를 보간시켰다. 모의실험에 사용한 입사신호는 표 1과 같다. 표 1에서의 주파수는 표본화 주파수로 정규화시킨 것이다.

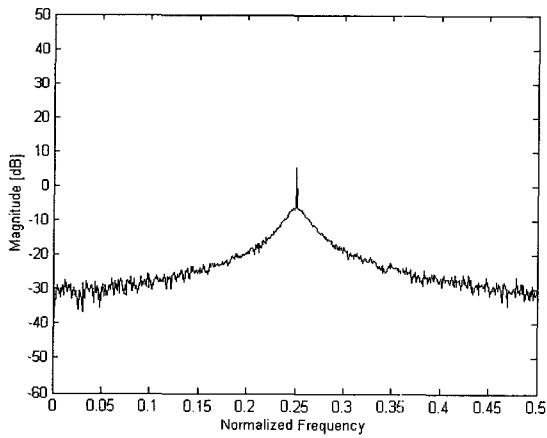
표 1. 모의실험에 사용된 입사신호

Table 1. Incident signals used in simulation.

| Incident signals | Frequency | Incident angle | SNR(JNR) |
|------------------|-----------|----------------|----------|
| Desired signal | 0.25 | 0 | 10dB |
| Interference 1 | 0.25 | -50 | 40dB |
| Interference 2 | 0.25 | 20 | 40dB |



(a)



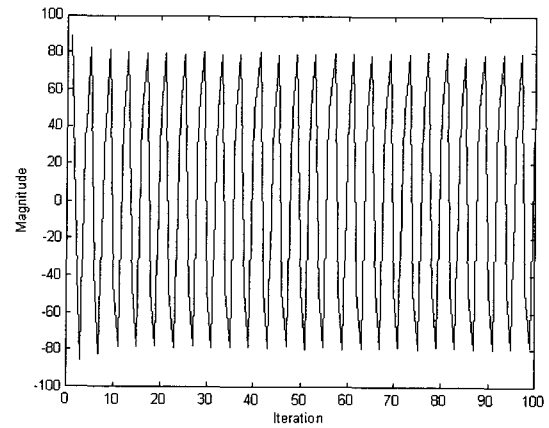
(b)

그림 4. 출력신호 스펙트럼의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

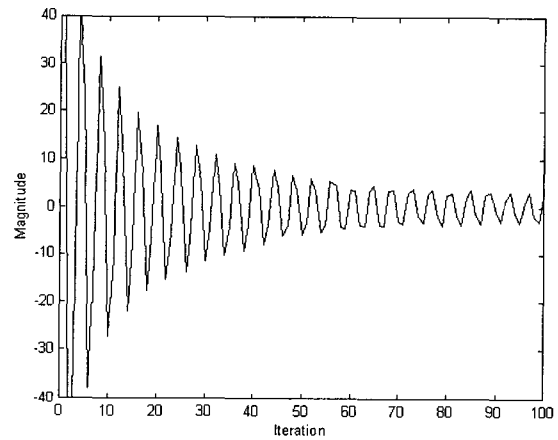
Fig. 4. Comparison of output signal spectra: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.

모의실험을 수행한 결과 Pei의 Duvall 빔형성기는 입사되는 코히어런트 간섭신호를 제거시키지 못해 그림 4의 출력 스펙트럼이나 그림 5의 출력 파형에서 간섭신호 성분이 출력되었으나 제안한 빔형성기는 60회 정도의 가중치 갱신 후에 간섭신호를 제거시키고 원하는

신호만을 얻을 수 있었다. 이는 그림 6의 빔 패턴과 그림 7의 평균자승오차를 통해 명확히 확인할 수 있다. 그림 6을 보면 제안한 빔형성기는 간섭신호의 입사방향으로 패턴 널을 형성했으나 Pei의 Duvall 빔형성기는 패턴 널을 형성하지 못했다. 평균자승오차를 살펴볼 경우 Pei의 빔형성기는 38dB 근처로 수렴했으나 제안한 빔형성기는 약 150회의 갱신후에 0dB 정도로 수렴하였다.



(a)

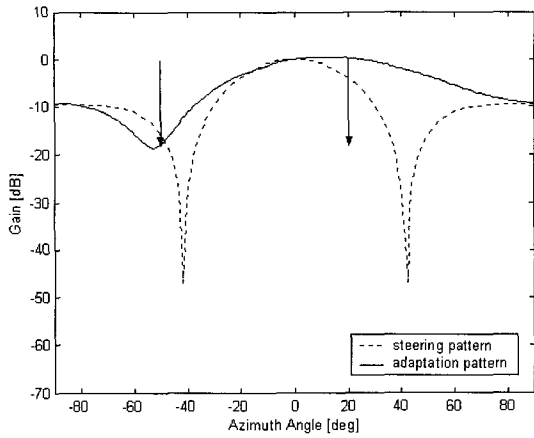


(b)

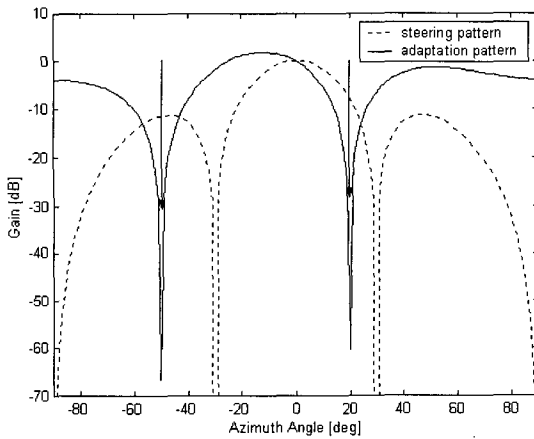
그림 5. 출력신호 파형의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

Fig. 5. Comparison of output signal waveforms: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.

어레이에 코히어런트 간섭신호와 코히어런트하지 않은 간섭신호가 동시에 입사할 경우의 Pei의 Duvall 빔형성기와 제안한 빔형성기의 성능비교를 위해 안테나 개수가 5개이고 탭이 8개인 어레이에서 모의실험을 수



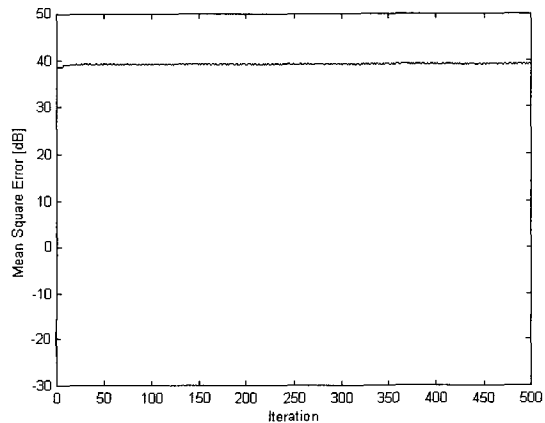
(a)



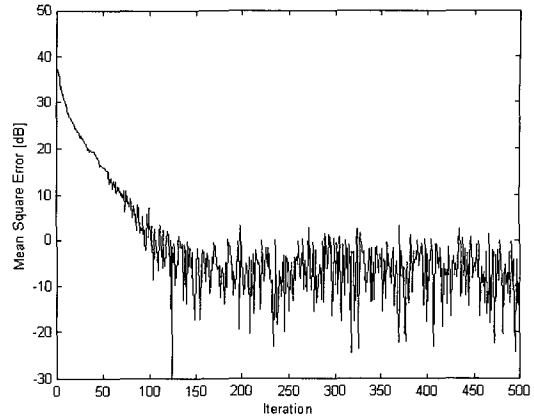
(b)

그림 6. 지향 및 적응 패턴의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

Fig. 6. Comparison of steering and adaptation patterns: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.



(a)



(b)

그림 7. 평균자승오차의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

Fig. 7. Comparison of mean square errors: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.

행하였다. Pei의 Duvall 빔형성기는 3개의 부어레이를 사용하고 제안한 빔형성기는 선형 보간방법을 통하여 보간을 5로 부어레이를 형성하도록 설정하였다. 입사되는 신호는 표 2와 같다. 여기서 간섭신호 1은 코히어런트 간섭신호이며 간섭신호 2와 3은 코히어런트하지 않은 간섭신호이다.

표 2. 모의실험에 사용된 입사신호

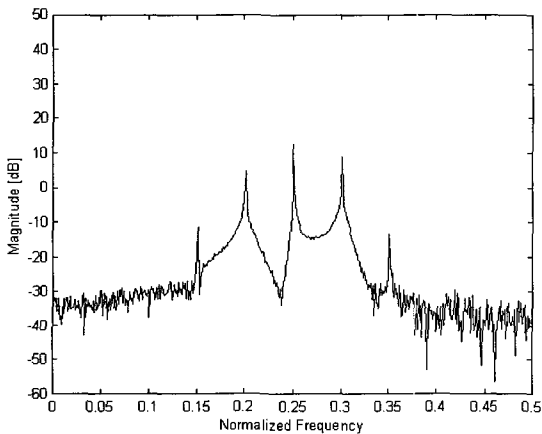
Table 2. Incident signals used in simulation.

| Incident signals | Frequency | Incident angle | SNR(JNR) |
|------------------|-----------|----------------|----------|
| Desired signal | 0.25 | 0 | 10dB |
| Interference 1 | 0.25 | -36 | 40dB |
| Interference 2 | 0.2 | -47 | 40dB |
| Interference 3 | 0.3 | 56 | 40dB |

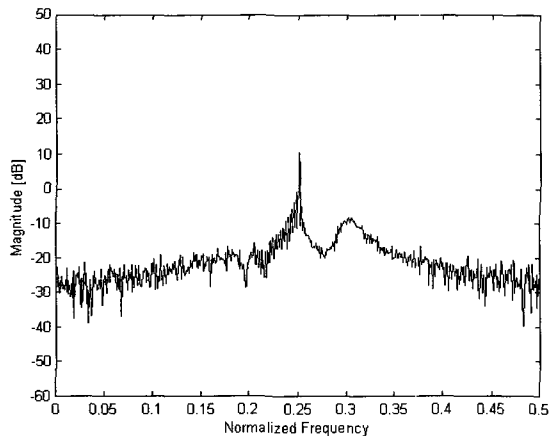
그림 8의 출력 스펙트럼을 보면 원하는 신호가 존재하는 주파수 0.25에서 신호의 크기가 두 빔형성기 모두 비슷하지만 제안한 빔형성기는 수 십회의 갱신만에 얻은 결과이고 Pei의 Duvall 빔형성기는 수 백회의 갱신만에 얻은 것이다. 그림 9의 출력 파형을 보면 Pei의 Duvall 빔형성기가 약 2000회의 적응 이후에 원하는 신호만이 출력되거나 제안한 빔형성기는 약 100회의 적응 신호처리만에 원하는 신호만을 출력시켰다. 그림 10의 평균자승오차를 살펴보면 Pei의 Duvall 빔형성기는 약

2000회의 갱신후 -10dB 근처에서 수렴했으나 제안한 빔형성기는 약 100회의 갱신후 -10dB 근처에서 수렴함으로써 Pei의 Duvall 빔형성기에 비해 빠른 수렴특성을 보였다. 즉, 제안한 빔형성기와 Pei의 Duvall 빔형성기 모두 간섭신호를 제거할 수 있으나 제안한 빔형성기의 수렴속도가 약 1,900회 빠르게 나타났다.

실험결과로부터 제안한 빔형성기는 기존의 빔형성기에 비하여 증가된 자유도를 가지므로 우수한 간섭제거 성능을 가짐을 확인하였다. 또한 3장 2절에서 수학적으로 전개한 코히어런트 간섭신호로 인하여 감소된 입력 공분산 행렬의 랭크를 회복함을 실험적으로 증명하였다.



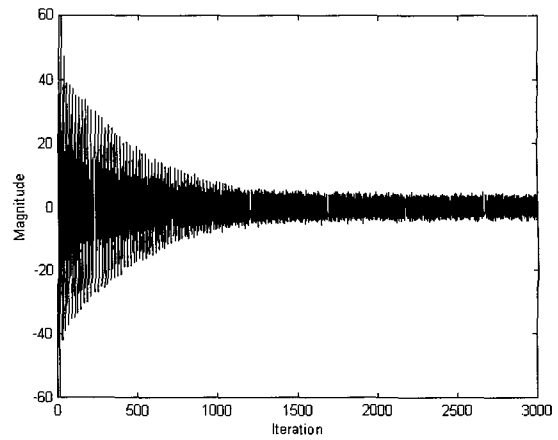
(a)



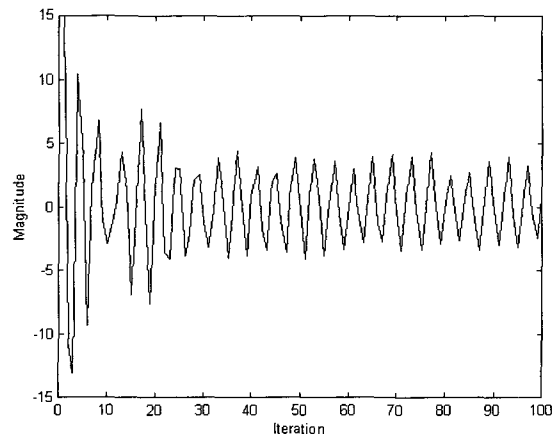
(b)

그림 8. 출력신호 스펙트럼의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

Fig. 8. Comparison of output signal spectra: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.



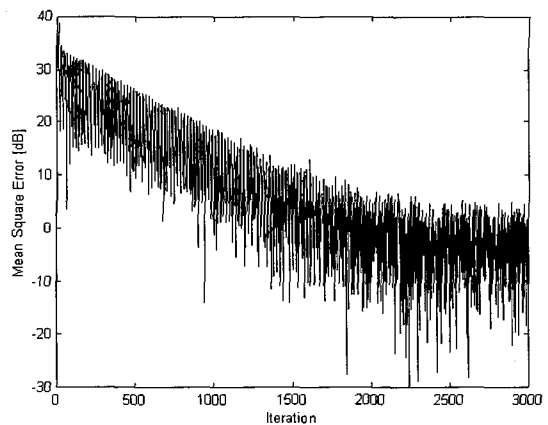
(a)



(b)

그림 9. 출력신호 파형의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기

Fig. 9. Comparison of output signal waveforms: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.



(a)

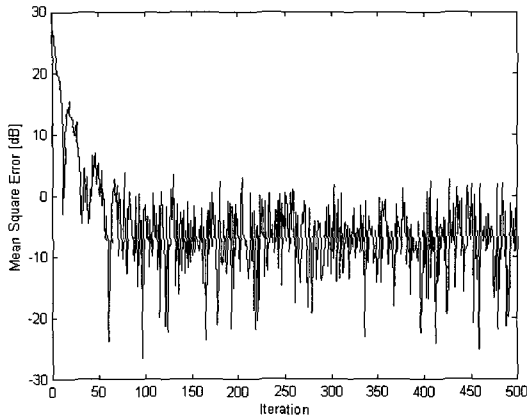


그림 10. 평균자승오차의 비교 (a) Pei의 Duvall 빔형성기, (b) 제안한 빔형성기
 Fig. 10. Comparison of mean square errors: (a) Modified Duvall beamformer, (b) Proposed beamformer.

V. 결 론

본 논문에서는 적응 어레이에 원하는 신호와 상관성이 큰 코히어런트 간섭신호가 입사할 경우의 문제점인 신호 상쇄현상을 해결하고자 공간보간을 이용한 공간평활 알고리즘을 실행하는 Duvall 빔형성기를 제안하였다.

신호 상쇄현상을 해결하기 위한 Duvall 빔형성기는 코히어런트 간섭신호가 여러개 존재할 경우 간섭신호 사이의 상관성으로 신호 상쇄현상을 해결하지 못한다. 이러한 단점을 해결하기 위하여 주 빔형성기에서 공간평활을 실행하는 수정된 구조의 Duvall 빔형성기가 제안되었다. 그러나 공간평활은 부어레이 단위로 신호처리를 실행함으로써 자유도가 감소되는 문제점이 있다. 본 논문에서는 기존의 이러한 문제점을 해결하고자 공간보간된 신호를 이용하여 부어레이를 형성함으로써 공간평활을 실행하는 새로운 구조의 Duvall 빔형성기를 제안하였다. 제안한 Duvall 빔형성기는 자유도의 감소를 최소화하면서 공간평활을 실시하여 신호 상쇄현상을 해결할 수 있으며, 비균일 어레이(nonuniform array)에서도 공간평활을 실행할 수 있는 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 수학적 전개를 통하여 감소된 입력 공분산 행렬의 랭크가 회복됨을 확인하였다.

코히어런트 간섭신호만이 입사하는 실험환경에서 Pei의 Duvall 빔형성기는 자유도의 감소로 모든 간섭신호를 제대로 제거시키지 못했으나 제안한 빔형성기는 공

간보간을 통하여 자유도의 감소를 최소화시키므로 간섭신호를 수집회로 갱신만에 제거시켰다. 코히어런트한 간섭신호와 코히어런트하지 않은 간섭신호가 동시에 입사할 경우에도 제안한 빔형성기가 훨씬 빠른 수렴특성을 보였다.

참 고 문 헌

[1] R. T. Compton, *Adaptive Antennas, Concepts and Performance*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.
 [2] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1985.
 [3] 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.
 [4] 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.
 [5] J. H. Lee and J. F. Wu, "Adaptive Beamforming without Signal Cancellation in the Presence of Coherent Jammers," *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, Vol. 136, No. 4, pp. 169-173, Aug. 1989.
 [6] J. F. Yang and M. Kaveh, "Coherent Signal-subspace Transformation Beamformer," *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, Vol. 137, No. 4, pp. 267-275, Aug. 1990.
 [7] Y. H. Chen and F. P. Yu, "Broadband Adaptive Beamforming Based on Coherent Signal Subspace Using Spatial Interpolation Preprocessing," *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, Vol. 138, No. 5, pp. 489-494, Oct. 1991.
 [8] S. C. Pei, C. C. Yeh, and S. C. Chiu, "Modified Spatial Smoothing for Coherent Jammer Suppression without Signal Cancellation," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.*, Vol. 36,

- No. 3, pp. 412-414, Mar. 1988.
- [9] J. E. Evans, J. R. Johnson, and D. F. Sun, "Applications of Advanced Signal Processing Techniques to Angle of Arrival Estimation in ATC Navigation and Surveillance System," Lincoln Laboratory, MIT, Lexington, MA, Tech. Rep. 582, June 1982.
- [10] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding Using Spatial Smoothing with Interpolated Arrays," *IEEE Trans. on Aerosp. Electro. Syst.*, Vol. 28, No. 2, pp. 574-587, Apr. 1992.
- [11] R. A. Monzingo and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, NY: Wiley-interscience Publication, 1980.
- [12] O. L. Frost, III, "An Algorithm for Linearly-constrained Adaptive Array Processing," *Proc. IEEE*, Vol. 60, No. 8, pp. 926-935, Aug. 1972.
- [13] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computations*, Baltimore, MD: The Johns Hopkins University Press, 1983.

저 자 소 개



尹東鉉(正會員)

1976年 12月 3日生. 1999년 2월 경
북대학교 공과대학 전자공학과 졸업
(공학사). 2001년 2월 경북대학교 대
학원 전자공학과 졸업(공학석사)

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



高光植(正會員)

1957년 2월 11일생. 1980년 2월 경
북대학교 공과대학 전자공학과 졸업
(공학사). 1983년 2월 한국과학기술
원 졸업(공학석사). 1993년~현재 경
북대학교 전자공학과 부교수. 주관
심분야는 디지털시스템 설계, Vision
시스템, 3차원 물체 재구성, Statistical signal
processing 등임

趙明濟(正會員) 第 35卷 S편 第 10號 參照
현재 국방과학연구소 선임 연구원