

논문 2006-43TC-10-3

상관행렬로부터 간섭신호 도달각을 추정하여 상호상관 성분을 제거하는 빔형성 방법

(Cross-Correlation Eliminated Beamforming Based on the DOA
Estimation of Interference using Correlation Matrix)

류길현*, 홍재근**

(Kilhyen Ryu and Jaekeun Hong)

요약

목표신호와 간섭신호 사이에 상호 상관성분이 크게 존재할 경우에도 성능저하를 극복할 수 있는 새로운 빔형성 알고리즘을 제안한다. 제안하는 방식을 이용하여 상관행렬로부터 간섭신호의 도달각을 바로 구하고 입력신호의 상관행렬 내에 존재하는 상호상관 성분을 제거할 수 있음을 보였다. 제안한 방식을 적용하였을 경우에는 공간평균(Spatial Averaging)을 사용하는 것에 비해서 간섭신호의 크기를 줄이는 데 있어서 성능향상이 있음을 모의실험 결과를 통해서 보였다.

Abstract

In this paper, we propose new beamforming algorithm which overcomes signal cancellation effect even high cross correlation existing between target and interfering signal. Using the proposed method, we show that direction of arrival (DOA) of interfering signal can be estimated using correlation matrix and the cross-correlation can be eliminated in the correlation matrix of input signal. The proposed method gives high performance enhancement compared with the spatial averaging method in our computer simulation results.

Keywords : Adaptive Array Antenna, Beamforming, Correlation Matrix, Signal Cancellation

I. 서론

적용 배열 안테나(Adaptive Array Antenna)를 이용하는 빔형성 시스템(Beamforming System)은 통신 시스템의 응용에 있어서 수신하고자 하는 목표신호(Target Signal)와는 다른 방향으로 도달하는 간섭신호(Interference Signal)를 제거하는데 가장 효과적인 방법 중의 하나로 알려져 있다^{[1],[2]}. 그러나 목표신호와 간섭신호 사이에 상호상관(Cross-Correlation)이 있을 경우는 비록 두 신호의 도달각(Direction of Arrival)이 다르더라도 빔형성 시스템은 간섭신호 뿐만 아니라 목표신

호의 전력도 최소화 하는 방향으로 동작하게 되므로 신호 삭제(Signal Cancellation)의 현상이 나타나게 된다^[3]. 또한 이러한 경우에 있어서 원하는 방향으로 빔이 형성되지 않는 문제가 발생한다. 특히 신호가 다중경로(Multipath)로 전송되는 무선 및 이동통신 시스템에서는 이러한 현상이 심각한 문제가 되며 이것을 극복하기 위한 여러 연구가 진행되어 왔다^{[4]-[6]}.

Shan^[4]은 수신 배열 안테나를 작은 단위 그룹인 부 배열(Sub-Array)로 나누고 각 부 배열의 입력벡터에 해당하는 상관행렬(Correlation Matrix)을 공간 평균(Spatial Averaging)하는 방법으로 목표신호와 간섭신호의 상호상관 효과를 상쇄시키는 방법을 취했다. 이것과 비슷한 원리의 부배열을 이용하는 접근 방식으로는 Su^[5]가 제안한 것이 있는데 여기서는 공간 평균 방법에 추가적으로 시간적인 평균을 취하는 것이다. 그러나 이

* 정희원, 삼성전자

(Samsung Electronics)

** 정희원, 경북대학교 전자공학과

(Kyungpook National University)

접수일자: 2006년6월8일, 수정완료일: 2006년10월2일

와 같이 부배열을 이용해서 공간적 및 시간적으로 평균 하는 방법들은 실제 빔형성에 사용되는 유효한 안테나의 수가 부배열의 크기로 제한된다. 최적 빔형성 알고리즘(Optimal Beamforming Algorithm)^[2]을 효과적으로 적용하기 위해서는 유효한 안테나의 수가 간섭신호의 수보다 많아야 하는 제약조건이 따르는데 부배열을 이용하는 시스템에서는 유효한 안테나의 수가 줄어들기 때문에 제거할 수 있는 간섭신호의 수가 줄어든다는 단점이 있다. 또한 이 방식을 사용할 경우에는 상관이 없는 간섭신호를 제거하는 빔형성 시스템의 경우와 비교해 볼 때 간섭신호를 완전히 제거하지는 못한다는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 목표신호와 간섭신호 사이에 상호상관이 존재하는 환경에서 최적 빔형성 알고리즘을 구현하는데 있어서 부배열 안테나를 이용하는 방법들과는 달리 전체 안테나를 그대로 사용해서 상관행렬을 구하는 방법을 취한다. 단 여기서는 간섭신호와 목표신호 사이의 상관성분을 제거하기 위해서 간섭신호의 도달각을 상관행렬의 특징을 이용해서 바로 구한다. 선형제약 최소분산 (Linear Constrained Minimum Variance; LCMV) 방법을 이용하는 최적 빔형성 알고리즘을 구현하기 위한 전제조건은 목표신호의 도달각을 미리 알고 있어야 하고 이것을 이용해서 정확한 방향 벡터 (Steering Vector)를 구할 수 있어야 하는 것이다^{[7]-[9]}. 즉 이 경우에 간섭신호의 정보는 전혀 주어지지 않는데 본 논문에서 제안하는 방법은 목표신호와 간섭신호의 크기 성분을 추정된 값을 사용해서 적응 배열 구조의 상관행렬의 특성으로부터 간섭신호의 도달각을 바로 구해낸다. 이렇게 구한 간섭신호의 정보를 이용하면 상관행렬에서 목표신호와 간섭신호의 상관 값을 직접적으로 제거할 수 있게 되기 때문에 공간 평균을 사용하는 것보다 우수한 성능의 빔형성을 얻을 수 있다. 또한 빔형성에 사용되는 유효한 안테나의 수가 줄어들지 않기 때문에 공간 평균을 사용하는 것보다 더 높은 자유도 (Degree of Freedom)를 보장해서 더 많은 수의 간섭신호를 제거할 수 있다.

II. 기존의 방식들

배열 안테나를 이용하는 빔형성 시스템의 구조는 그림 1과 같다. 여기서 안테나로 입사되는 신호 성분은 수신하고자 하는 목표신호와 제거해야 할 간섭신호로 구성된다고 가정하고 각각

$$s = A_s \exp(j\phi_0) \tag{1}$$

$$c = A_c \exp(j(\phi_0 + \phi_c)) \tag{2}$$

와 같이 표현한다. 여기서 A_s 와 A_c 는 각각 목표신호와 간섭신호의 크기를 나타내고, ϕ_0 는 신호의 캐리어 주파수 (Carrier Frequency)에 의한 고유위상을 나타내며 ϕ_c 는 목표신호에 대한 간섭신호의 상대적인 위상차를 나타낸다. 목표신호가 도달각 θ_s 로 수신 배열 안테나에 입사될 경우에 첫 번째 안테나에 도달한 목표신호에 대비해서 n 번째 안테나에서는 $\tau_{n,s}$ 만큼의 시간이 지연되어서 도달할 것이다. 따라서 첫 번째 안테나에 비해서 n 번째 안테나에서의 목표신호의 상대적인 위상차는

$$\begin{aligned} \phi_n(\theta_s) &= 2\pi f \tau_{n,s} \\ &= 2\pi f (n-1) d \sin \theta_s / v \\ &= 2\pi f (n-1) \Delta_s \end{aligned} \tag{3}$$

와 같이 나타낸다. 여기서 f 는 목표 및 간섭신호가 갖는 신호의 캐리어 주파수, d 는 안테나 사이의 거리, v 는 전파의 속도, Δ_s 는 인접 안테나 사이의 단위 시간지연을 나타낸다. 간섭신호의 위상도 같은 식으로 표현될 수 있으며, 따라서 n 번째 안테나로 입사되는 목표신호와 간섭신호의 성분은 각각

$$s_n = A_s \exp(j(\phi_0 + \phi_n(\theta_s))) \tag{4}$$

$$c_n = A_c \exp(j(\phi_0 + \phi_c + \phi_n(\theta_c))) \tag{5}$$

와 같이 표현된다. 이 경우에 각 안테나에서의 수신신호 성분 x_n 은 s_n 과 c_n 의 합으로 나타나며 이것을 각각 벡터 형식으로 나타내면

$$S = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T, \tag{6}$$

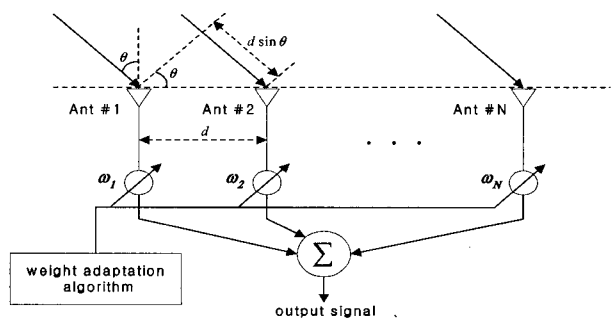


그림 1. 빔형성 시스템의 구조
Fig. 1. The structure of the beamforming system.

$$\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_N]^T \quad (7)$$

와 같고 \mathbf{s} 벡터와 \mathbf{C} 벡터의 합을 배열 안테나의 입력벡터 \mathbf{x} 라고 정의한다. 여기서 T 는 Transpose를 의미한다. 최적 빔형성을 위한 가중치 벡터(Weight Vector) \mathbf{w} 는 배열 안테나의 출력 전력이 최소화 되면서 목표신호 방향으로의 출력 이득이 일정하게 유지되는 조건,

$$\underset{\mathbf{w}}{\text{minimize}} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} \mathbf{w} \quad (8a)$$

$$\text{subject to} \quad \mathbf{F}^H \mathbf{w} = 1 \quad (8b)$$

을 만족할 경우에 성립한다고 알려져 있다^{[2],[7]}. 여기서 H 는 Hermitian을 나타내며, 입력벡터에 대한 상관행렬은

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] \quad (9)$$

와 같으며, E 는 평균 연산자 (Expectation Operator)를 의미한다. \mathbf{F} 는 목표신호의 도달각에 의해서 정해지는 방향벡터(Steering Vector)이며

$$\mathbf{F} = [\exp(j\phi_1(\theta_s)), \exp(j\phi_2(\theta_s)), \dots, \exp(j\phi_N(\theta_s))]^T \quad (10)$$

와 같이 정의된다. 식 (8)를 만족하는 최적 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} \mathbf{F}}{\mathbf{F}^H \mathbf{R}_{\mathbf{xx}}^{-1} \mathbf{F}} \quad (11)$$

와 같으며^{[2],[9]}, 최적 가중치 벡터를 구하기 위한 적응 알고리즘 (Adaptive Algorithm)은 Frost^[7]에 의해

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{B} \quad (12a)$$

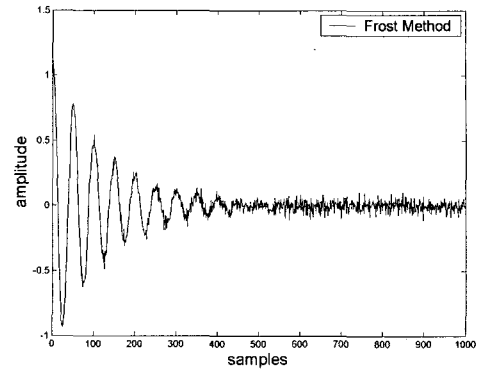
$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{P} [\mathbf{w}(k) - \mu y(k) \mathbf{X}(k)] + \mathbf{B} \quad (12b)$$

와 같이 구할 수 있음이 밝혀졌고 이것을 Constrained LMS 알고리즘이라 부른다^[2]. 여기서 \mathbf{B} 와 \mathbf{P} 는 각각

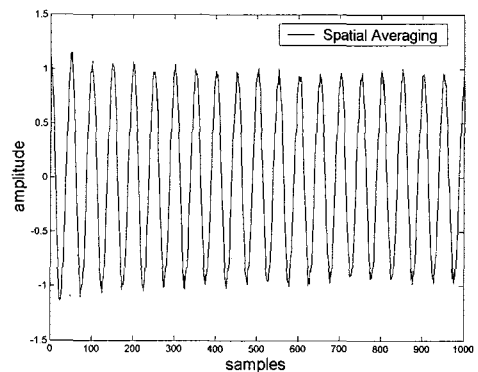
$$\mathbf{B} = \mathbf{F}(\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \quad (13)$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{F}(\mathbf{F}^H \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \quad (14)$$

와 같다. 식 (11)와 식 (12)과 같은 최적 빔형성 알고리즘을 적용하기 위해서는 목표신호와 간섭신호 사이의 상호상관(Cross-Correlation)이 없어야 한다는 것이 전제되어야 한다. 만약 이 두 신호 사이의 상관도가 크다면 식 (12)의 적응 알고리즘에 의해 가중치벡터 \mathbf{w} 가 갱신(Update) 될수록 그림 2(a)에서 보듯이 배열 안테나의



(a)



(b)

그림 2. 목표 및 간섭신호의 상호 상관도가 높은 경우의 출력신호 (a) 기존의 방법 (b) 공간평균 방법

Fig. 2. Output signal when the cross-correlation is high between target and interfering signal (a) conventional method (b) spatial averaging method.

출력 신호의 크기가 급격히 줄어들어 최종적으로 잡음처럼 나타나게 된다. 이것을 신호 삭제 (Signal Cancellation) 효과라고 부른다^{[3]-[6]}. 이러한 신호 삭제의 효과는 특히 송신신호가 다중경로(Multipath)로 전송되는 무선 및 이동통신 시스템에서 심각한 문제가 되며 이것을 극복하기 위해서 여러 연구가 진행되어 왔는데^{[4]-[6]} 그 중에서 Shan^[4]이 처음으로 제안한 부배열 (Sub-Array)을 이용하는 방식이 있다. 부배열을 사용하는 방식에서는 입력 안테나들을 여러 개의 작은 그룹으로 나누고 각각의 그룹에 해당하는 상관행렬을 구하여 이를 평균하는 방식으로 최종적으로 빔형성을 위한 상관행렬을 구한다. 이러한 방식을 공간 평균 (Spatial Averaging)이라 부르며 여기서 각각의 그룹에 속한 부배열 안테나들은 서로 중첩될 수 있다. 그림 2(b)에 공간 평균을 사용했을 경우의 배열 안테나의 출력신호를 나타내었는데 그림 2(a)와 비교해 볼 때 출력신호의 삭제

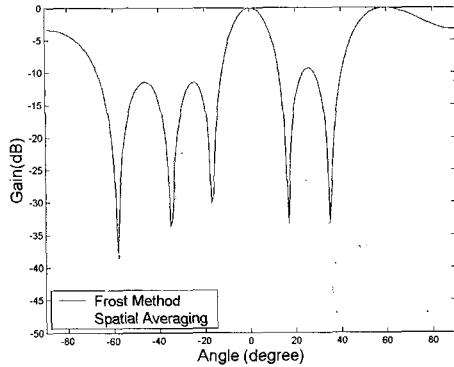


그림 3. 목표 및 간섭신호의 상호 상관도가 높은 경우의 빔 패턴

Fig. 3. Comparison of the beam pattern when the cross-correlation is high between target and interfering signal.

현상이 나타나지 않음을 알 수 있다.

다음으로 그림 3에 식 (12)의 Frost 방식에 의한 기존의 방법과 Shan이 제안한 공간 평균을 이용한 방식에 의한 빔패턴을 비교해서 나타내었다. 그림 3에서 보듯이 Frost의 기존의 방식에 의한 빔패턴은 간섭신호 방향으로 골(Null)이 형성되지 않고 오히려 목표신호와 동일한 형태의 빔이 형성되는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상이 나타나는 이유는 목표신호와 간섭신호의 상호상관이 매우 크기 때문에 식 8(b)의 조건에 의해서 간섭신호 방향으로도 일정한 이득을 유지하려 하기 때문이다. 공간 평균 방식에 의한 빔패턴은 그림 3의 점선으로 나타나 있는데 Frost의 기존의 방식과 비교해서는 간섭신호 방향의 이득이 상당히 많이 줄었음을 알 수 있다. 그러나 여전히 간섭신호 방향으로 상당히 높은 이득이 남아있음을 보여주고 있으며 또한 목표신호의 빔이 공간평균을 사용하지 않았을 때 보다는 넓게 퍼져 있음을 알 수 있다.

III. 상호상관 성분을 제거하는 새로운 방법

본 논문에서는 목표신호와 간섭신호 사이의 상호상관 성분을 완전하게 제거할 수 있는 새로운 방법을 제안한다. 식 (12)와 같은 최적 빔형성을 위한 적응 알고리즘을 구현하기 위해서는 배열 안테나 입력신호 벡터의 상관행렬에 대한 정확한 추정치를 구해야 한다. 이 상관행렬에는 목표신호 및 간섭신호 성분뿐만 아니라 두 신호 사이의 상호상관에 의한 성분도 존재하게 되는데 이것은

$$\hat{R}_{xx} = \hat{R}_{ss} + \hat{R}_{cc} + \hat{R}_{sc} + \hat{R}_{cs} \quad (15)$$

와 같이 표현 될 수 있다. 여기서 \hat{R}_{ss} 및 \hat{R}_{cc} 는 각각 목표신호와 간섭신호의 상관행렬의 추정치를 나타내고, \hat{R}_{sc} 와 \hat{R}_{cs} 는 목표신호와 간섭신호 사이의 상호 상관에 의해 나타나는 성분이다. 두 신호사이에 상호상관이 존재하지 않는다면 \hat{R}_{sc} 및 \hat{R}_{cs} 가 모두 0이 되어서 상관행렬이 Toeplitz가 되어 신호 삭제 (Signal Cancellation)가 나타나지 않게 된다는 것이 Takao에 의해서 밝혀졌다^[6]. 그러나 상호상관이 존재하면 그림 2(a)와 같이 목표신호가 점차 사라지는 효과가 나타난다. 따라서 \hat{R}_{sc} 및 \hat{R}_{cs} 를 \hat{R}_{xx} 로부터 직접 제거할 수 있다면 목표신호와 간섭신호 사이의 상호상관도에 영향을 받지 않는 빔형성 시스템을 구현할 수 있을 것이다. 이것을 구현하기 위해서 본 논문에서는 목표신호와 간섭신호의 통계적 특징과 각각의 도달각을 이용하여 이 두신호의 상호상관 행렬을 계산하여 입력신호의 상관행렬에서 빼주는 방법을 제안한다.

일반적으로 식 (8)로 표현되는 선형제약 최소분산 (Linear Constrained Minimum Variance; LCMV) 방법을 이용하는 최적 빔형성 알고리즘을 구현하기 위한 전제조건은 목표신호의 도달각을 미리 알고 있어야 하고 이것을 이용해서 식 (10)과 같이 정확한 방향 벡터 (Steering Vector)를 구할 수 있다는 것이다^[7-9]. 따라서 LCMV 방식의 최적 빔형성 시스템에서 목표 및 간섭신호 사이에 존재하는 상호상관 성분을 구하기 위한 가장 중요한 요소는 간섭신호의 도달각을 구하는 것이다. 여기서 제안하는 방법은 목표신호와 간섭신호의 크기 성분을 추정한 값을 사용해서 적응 배열 구조의 입력벡터의 상관행렬 특성으로부터 간섭신호의 도달각을 바로 구해낸다. 이렇게 구한 정보를 이용하면 상관행렬에서 목표신호와 간섭신호의 상관 값을 직접적이고도 완전하게 제거할 수 있게 되기 때문에 공간평균을 사용하는 것 보다 우수한 성능의 빔형성을 얻을 수 있다.

입력벡터의 상관행렬로부터 간섭신호의 도달각을 구하는 원리는 다음과 같다. 목표신호의 도달각만이 주어진 상황에서 크기 성분을 추정해서 목표신호만의 상관행렬을 구한다. 또한 간섭신호의 도달각을 모르는 상태에서 간섭신호의 크기와 목표신호에 대한 위상차를 추정해서 잠정적으로 구한 간섭신호에 의한 상관행렬을 구한다. 이와 같이 2개의 목표신호와 간섭신호만의 상관행렬의 추정치를 구했다면 입력신호의 상관행렬에서 잠정적으로 추정한 목표신호와 간섭신호의 상관행렬을

빼준다. 이렇게 구한 상관행렬의 가장 작은 단위인 2차원 행렬의 성분을 살펴봤을 때 목표신호와 간섭신호의 크기오차가 없다면 대각성분에는 각 안테나에서 목표신호의 도달각에 의한 위상에서 간섭신호의 도달각에 의한 위상을 뺀 값의 합수가 나타나게 된다. 또한 2차원 행렬의 대각성분을 제외한 부대각 성분의 합은 목표신호의 도달각에 의한 위상에서 간섭신호의 도달각에 의한 위상을 뺀 위상과 간섭신호의 도달각에 의한 위상의 합으로 나타난다. 결론적으로 말해서 우리가 관심을 가지는 2차원 행렬의 부대각 성분 2개의 합에서 대각성분 2개의 합을 빼준다면 얻고자 하는 간섭신호의 도달각에 대한 정보만을 추출해 낼 수 있다. 이것에 대한 자세한 과정을 아래에 나타낸다.

식 (15)의 상관행렬들의 각 성분을

$$r_{ss,pq} = A_s^2 \exp(j(\phi_p(\theta_s) - \phi_q(\theta_s))) \quad (16a)$$

$$r_{cc,pq} = A_c^2 \exp(j(\phi_p(\theta_c) - \phi_q(\theta_c))) \quad (16b)$$

$$r_{sc,pq} = A_s A_c \exp(j(\phi_p(\theta_s) - \phi_q(\theta_c) - \phi_c)) \quad (16c)$$

$$r_{cs,pq} = A_s A_c \exp(-j(\phi_q(\theta_s) - \phi_p(\theta_c) - \phi_c)) \quad (16d)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 $p, q = 1, 2, \dots, N$ 이고, N 은 안테나의 수이며, 수신신호의 상관행렬의 성분은

$$r_{xx,pq} = r_{ss,pq} + r_{cc,pq} + r_{sc,pq} + r_{cs,pq} \quad (17)$$

와 같이 나타난다. 식 (17)에서 두 신호 사이의 상관에 의한 성분 $r_{sc,pq}, r_{cs,pq}$ 을 정확히 추정해서 $r_{xx,pq}$ 에서 빼준다면 신호삭제가 일어나지 않는 최적의 빔형성 알고리즘을 구현할 수 있다. 이것을 구하기 위한 첫 번째 단계로 빔형성 알고리즘을 적용하기 전에 목표신호와 간섭신호의 추정치를 먼저 구하는 데 이를 각각

$$\hat{s} = \hat{A}_s \exp(j\phi_0) \quad (18a)$$

$$\hat{c} = \hat{A}_c \exp(j(\phi_0 + \hat{\phi}_c)) \quad (18b)$$

라 한다면 n 번째 안테나로 입사되는 목표신호의 추정치는

$$\hat{s}_n = \hat{A}_s \exp(j(\phi_0 + \phi_n(\theta_s))) \quad (19)$$

와 같이 표현된다. 마찬가지로 간섭신호의 도달각을 무시한 상태의 모든 안테나에서의 간섭신호의 추정치는

$$\hat{c}_n = \hat{A}_c \exp(j(\phi_0 + \hat{\phi}_c)) \quad (20)$$

와 같이 표현된다. 식 (19), (20)에서 \hat{s}_n, \hat{c}_n 을 추정했다면 안테나 입력신호 상관행렬의 성분에서 위의 추정신호들의 자기 상관행렬 성분 $\hat{r}_{ss,pq}$ 및 $\hat{r}_{cc,pq}$ 을 뺀 것을

$$r_{d,pq} = r_{xx,pq} - \hat{r}_{ss,pq} - \hat{r}_{cc,pq} \quad (21)$$

라 정의하자. 식 (21)에서 잠정적으로 추정된 목표 및 간섭신호의 자기 상관행렬의 성분은 각각

$$\hat{r}_{ss,pq} = \hat{A}_s^2 \exp(j(\phi_p(\theta_s) - \phi_q(\theta_s))) \quad (22a)$$

$$\hat{r}_{cc,pq} = \hat{A}_c^2 \quad (22b)$$

와 같이 표현된다. 식 (22)를 식 (21)에 대입하여 n 번째 항에 대해 대각성분과 부 대각성분에 대해서 각각 정리하면

$$\begin{aligned} r_{d,n(n+1)} + r_{d,(n+1)n} \\ = 2(A_s^2 - \hat{A}_s^2) \cos \omega \Delta_s + 2A_c^2 \cos \omega \Delta_c - 2\hat{A}_c^2 \\ + 2A_s A_c \cos(\phi_n(\theta_s) - \phi_n(\theta_c) - \phi_c + \omega \Delta_s) \\ + 2A_s A_c \cos(\phi_{n+1}(\theta_s) - \phi_{n+1}(\theta_c) - \phi_c - \omega \Delta_s) \end{aligned} \quad (23a)$$

$$\begin{aligned} r_{d,nm} = (A_s^2 - \hat{A}_s^2) + (A_c^2 - \hat{A}_c^2) \\ + 2A_s A_c \cos(\phi_n(\theta_s) - \phi_n(\theta_c) - \phi_c) \end{aligned} \quad (23b)$$

$$\begin{aligned} r_{d,(n+1)(n+1)} \\ = (A_s^2 - \hat{A}_s^2) + (A_c^2 - \hat{A}_c^2) \\ + 2A_s A_c \cos(\phi_{n+1}(\theta_s) - \phi_{n+1}(\theta_c) - \phi_c) \end{aligned} \quad (23c)$$

와 같이 표현된다. 식 (23)을 단순화하기 위해서 목표신호와 간섭신호를 추정한 크기오차 성분과 각각의 안테나에서 목표신호와 간섭신호의 도달각에 의한 위상차를

$$\epsilon_{A_s}^2 = (A_s^2 - \hat{A}_s^2) \quad (24a)$$

$$\epsilon_{A_c}^2 = (A_c^2 - \hat{A}_c^2) \quad (24b)$$

$$\epsilon^2 = \epsilon_{A_s}^2 + \epsilon_{A_c}^2 \quad (24c)$$

$$\alpha_n = \phi_n(\theta_s) - \phi_n(\theta_c) - \phi_c \quad (24d)$$

$$\alpha_{n+1} = \phi_{n+1}(\theta_s) - \phi_{n+1}(\theta_c) - \phi_c \quad (24e)$$

와 같이 표현하면 식 (23)은

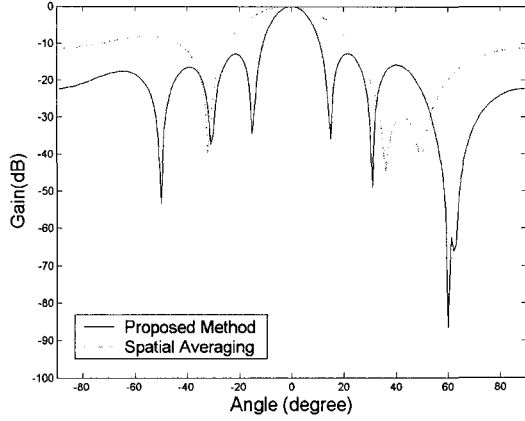


그림 4. 목표 및 간섭신호의 크기 추정치가 정확한 경우의 빔패턴

Fig. 4. Beam pattern when amplitude estimation is perfect on the target and interfering signal.

$$r_{d,n(n+1)} + r_{d,(n+1)n} = \epsilon^2_{A_s} \cos \omega \Delta_s + A_c^2 \cos \omega \Delta_c - A_c^2 + A_s A_c \cos(\alpha_n + \omega \Delta_s) + A_s A_c \cos(\alpha_{n+1} - \omega \Delta_s) \quad (25a)$$

$$r_{d,mm} = \epsilon^2/2 + A_s A_c \cos \alpha_n \quad (25b)$$

$$r_{d,(n+1)(n+1)} = \epsilon^2/2 + A_s A_c \cos \alpha_{n+1} \quad (25c)$$

와 같이 간단히 표현된다. 여기서 식 (25b)와 식 (25c)의 대각성분들을 식 (25a)의 부대각 성분의 합에서 빼주기 위해서

$$r'_{d,mm} \equiv \left(\frac{r_{d,mm}}{\hat{A}_s \hat{A}_c} \right) \cos \omega \Delta_s - \sin \left(\cos^{-1} \left(\frac{r_{d,mm}}{\hat{A}_s \hat{A}_c} \right) \right) \sin \omega \Delta_s \quad (26)$$

을 정의하는데, 식 (26)의 두 번째 항에서 $r_{d,mm}/(\hat{A}_s \hat{A}_c)$ 은 -1보다 크거나 같고 +1 보다 작거나 같은 값을 가져야 함을 알 수 있고, 또한 이 값은

$$\begin{aligned} \frac{r_{d,mm}}{\hat{A}_s \hat{A}_c} &= \frac{\epsilon^2}{2 \hat{A}_s \hat{A}_c} + \frac{A_s A_c}{\hat{A}_s \hat{A}_c} \cos \alpha_n \\ &\cong \cos \alpha_n \\ &= \cos \hat{\alpha}_n \end{aligned} \quad (27)$$

로 표현 될 수 있음을 알 수 있다. 식 (26)과 (27)로부터

$$r'_{d,mm} = \cos(\hat{\alpha}_n + \omega \Delta_s) \quad (28)$$

을 표현할 수 있고 마찬가지로 $n+1$ 번째 항에 대해서

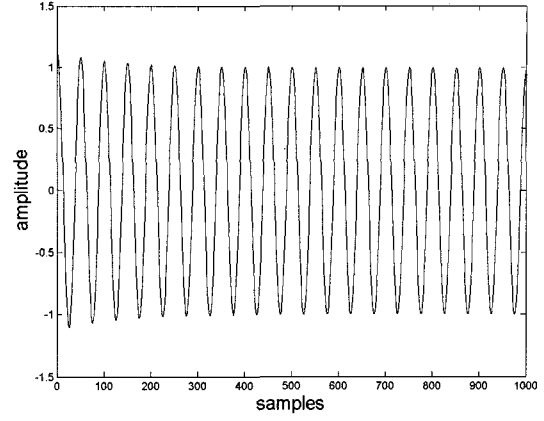


그림 5. 목표신호 및 간섭신호의 크기 추정치가 정확한 경우의 출력 신호 파형

Fig. 5. Output signal when the amplitude estimation is perfect on the target and interfering signal.

$$r'_{d,(n+1)(n+1)} \equiv \left(\frac{r_{d,(n+1)(n+1)}}{\hat{A}_s \hat{A}_c} \right) \cos \omega \Delta_s + \sin \left(\cos^{-1} \left(\frac{r_{d,(n+1)(n+1)}}{\hat{A}_s \hat{A}_c} \right) \right) \sin \omega \Delta_s \quad (29)$$

을 정의하면 식 (29)는

$$r'_{d,(n+1)(n+1)} = \cos(\hat{\alpha}_{n+1} - \omega \Delta_s) \quad (30)$$

와 같이 표현됨을 유도할 수 있다. 다음으로 결정변수 (Decision Variable)를

$$D \equiv r_{d,n(n+1)} + r_{d,(n+1)n} - \hat{A}_s \hat{A}_c r'_{d,mm} - \hat{A}_s \hat{A}_c r'_{d,(n+1)(n+1)} + \hat{A}_c^2 \quad (31)$$

와 같이 정의하고 식 (25a), (28), (30)을 식 (31)에 대입하고 정리하고 오차항을

$$\delta_{nm} = A_s A_c \cos(\alpha_n + \omega \Delta_s) - \hat{A}_s \hat{A}_c \cos(\hat{\alpha}_n + \omega \Delta_s) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \delta_{(n+1)(n+1)} &= A_s A_c \cos(\alpha_{n+1} - \omega \Delta_s) \\ &\quad - \hat{A}_s \hat{A}_c \cos(\hat{\alpha}_{n+1} - \omega \Delta_s) \end{aligned} \quad (33)$$

와 같이 표현하면, 식 (31)은

$$D = A_c^2 \cos \omega \Delta_c + \epsilon^2_{A_s} \cos \omega \Delta_s + \delta_{nm} + \delta_{(n+1)(n+1)} \quad (34)$$

와 같이 간단히 표현된다. 식 (34)의 두번째, 세번째 및 네번째의 오차항이 매우 작다면

$$\begin{aligned} \omega \hat{\Delta}_c &= \cos^{-1} [D/\hat{A}_c^2] \\ &\cong \omega \Delta_c \end{aligned} \quad (35)$$

$$\hat{\phi}_n(\theta_c) = (n-1)\omega\hat{\Delta}_c \quad (36)$$

와 같이 간섭신호의 도달각에 의한 각 안테나에서의 위상차를 구할 수 있다. 계산한 간섭신호의 도달각을 고려한 모든 안테나에서 추정된 간섭신호 성분을

$$\hat{c}'_n = \hat{A}_c \exp(j(\hat{\phi}_o + \hat{\phi}_c + \hat{\phi}_n(\theta_c))) \quad (37)$$

이라 두고 추정된 목표신호와 간섭신호의 벡터를 각각

$$\hat{S} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_N]^T \quad (38)$$

$$\hat{C}' = [\hat{c}'_1, \hat{c}'_2, \dots, \hat{c}'_N]^T \quad (39)$$

와 같이 표현하면 최종적으로 목표신호와 간섭신호의 상관성분이 없는 상관행렬을

$$\hat{R}'_{xx} = \hat{R}_{xx} - \hat{S}\hat{C}' - \hat{C}'\hat{S} \quad (40)$$

와 같이 구할 수 있다. 이렇게 수정한 상관행렬의 추정치를 구했다면 식 (12)의 적응 알고리즘을

$$w(0) = B \quad (41a)$$

$$w(k+1) = P[w(k) - \mu\hat{R}'_{xx}w(k)] + B \quad (41b)$$

와 같이 수정해서 목표신호와 간섭신호의 상호상관이 존재하는 경우에도 영향을 받지 않는 최적 빔형성 알고리즘을 구현 할 수 있다.

IV. 모의실험

앞장에서 구한 알고리즘의 성능을 알아보기 위해서 컴퓨터를 이용한 모의실험을 수행하였다. 모의실험 조건은 그림 1의 구조에서 목표신호가 배열 안테나에 도달각 0도로 입사되고, 간섭신호는 도달각 60도로 입사된다고 가정하였다. 수신 배열 안테나의 수는 8개로 하였고, 성능비교를 위한 공간평균의 방식에서는 부배열의 수는 5개, 각 부배열이 가지는 안테나의 수는 4개로 하였다. 이 경우 각 부배열들은 3개의 안테나를 서로 중첩해서 사용한다. 제안한 방식에서 식 (18)의 목표신호와 간섭신호의 크기 추정치는 정확하다고 가정하였고 식 (36)과 같이 각 안테나에서의 간섭신호 도달각의 추정치를 구한 후에 평균하여 최종적인 간섭신호의 도달각을 구하였다. 그림 4에 그 결과를 나타내었는데 제안한 방식에 의한 빔패턴은 목표신호 방향으로 일정한

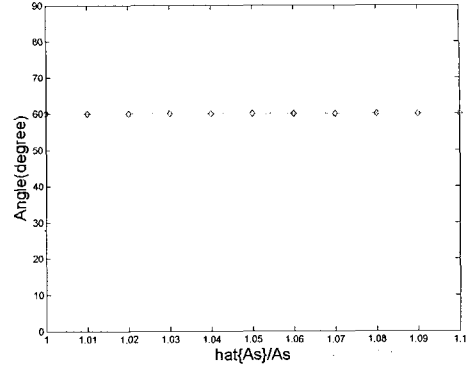


그림 6. 목표신호 크기추정 오차가 있을 경우 간섭신호 도달각의 추정 성능

Fig. 6. Interference DOA estimation performance when the amplitude estimation of target signal is not perfect.

이득을 유지하면서 간섭신호 방향으로 매우 깊은 골이 형성되어 약 80dB 정도의 간섭신호 제거 효과를 나타낸다. 반면 Shan이 제안한 공간평균의 방법에서는 간섭신호 방향으로 정확하게 골이 형성되지 않기 때문에, 제안한 방식이 공간평균의 방식과 비교해서 약 50dB 이상의 성능 개선 효과가 있음을 알 수 있다. 또한 공간평균을 사용했을 경우보다 목표신호 방향의 빔이 훨씬 좁게 나타남을 알 수 있다. 또한 그림 5에서 나타나듯이 빔형성에 의한 배열 안테나의 출력 단에서의 파형은 원 신호인 사인 곡선과 비교해서 거의 찌그러짐이 없이 나타난다. 이러한 성능향상의 원인은 앞의 절에서도 언급 했듯이 입력벡터에 의한 상관행렬에서 목표신호와 간섭신호 사이에 존재하는 상호 상관성분이 식 (40)에서 표현된 것처럼 완전히 제거되었기 때문이다. 단 이것이 성립하려면 간섭신호의 도달각에 대한 추정치가 정확해야 하고 이것이 정확하기 위해서는 어떠한 조건이 만족해야 하는 가를 다음에 알아본다.

그림 6은 간섭신호의 추정치는 정확하다고 가정한 가운데 목표신호의 크기 추정치가 10% 변화할 경우에 간섭신호의 도달각의 추정치가 얼마나 변화하는 가를 나타낸 그래프이다. 단 여기서 목표신호의 크기 추정치는 식 (27)의 제한조건을 만족하기 위해서 실제 목표신호의 크기보다 크거나 같다고 가정한다. 그림 6에서 알 수 있듯이 목표신호의 크기 변화에도 간섭신호의 도달각의 추정 성능은 전혀 변화가 없음을 알 수 있다. 다음으로 그림 7에 목표신호의 크기 추정치는 정확하다고 가정한 가운데 간섭신호의 크기 추정오차가 있을 경우에 간섭신호의 도달각 추정성능을 나타내었다. 그림 7

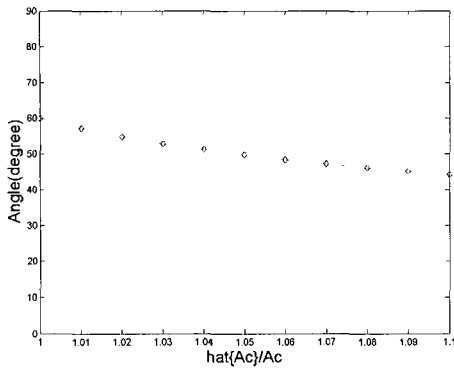


그림 7. 간섭신호 크기추정 오차가 있을 경우 간섭신호 도달각 추정 성능

Fig. 7. Interference DOA estimation performance when the amplitude estimation of interfering signal is not perfect.

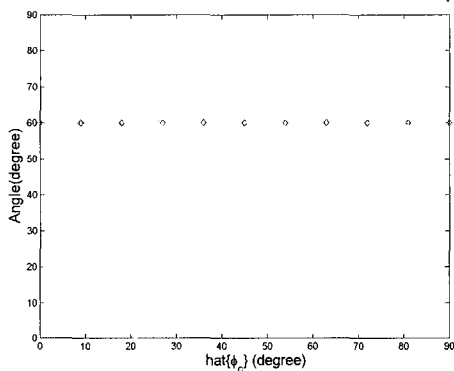


그림 8. 간섭신호 위상추정 오차가 있을 경우 간섭신호 도달각 추정 성능

Fig. 8. Interference DOA estimation performance when the phase estimation of interfering signal is not perfect.

에서 알 수 있듯이 간섭신호의 크기 추정오차가 커질수록 간섭신호의 도달각의 추정오차도 점점 커짐을 알 수 있으며 간섭신호의 크기 추정오차가 약 10% 정도 변할 경우에 실제 60의 도달각이 약 45도로 추정됨을 알 수 있어서 약 15도 정도의 오차가 생김을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 유도한 방식은 간섭신호의 크기 추정오차에 매우 민감함을 알 수 있다.

그림 8은 목표신호에 대한 간섭신호의 위상차 추정 오차가 간섭신호의 도달각 추정에 미치는 영향을 알아보기 위한 것이다. 그림 8에서 보듯이 간섭신호의 도달각을 추정하는 데는 목표신호에 대한 간섭신호의 위상차 추정오차가 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 이제까지의 모의실험 결과를 종합해 볼 때 상관행렬로부터 간섭신호의 도달각을 정확히 추정하기 위해서는 식

(18)의 목표신호의 크기 추정치나 목표신호에 대비한 간섭신호의 위상차에 대한 추정치의 오차 보다는 간섭신호의 크기 추정치에 의해 영향을 많이 받음을 알 수 있다.

V. 결론 및 향후의 과제

본 논문에서는 목표신호와 간섭신호 사이에 상호 상관성분이 크게 존재할 경우에도 간섭신호 방향의 이득을 크게 줄일 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 일반적으로 알려진 최적 빔형성 방식에서는 목표신호와 간섭신호 사이에 상관이 존재할 경우에는 목표신호 뿐만 아니라 간섭신호 방향으로도 빔이 형성되며 또한 빔형성 시스템의 출력 단에서 목표신호의 성분이 삭제되는 현상이 나타난다. 이러한 현상을 줄이기 위해서 Shan이 공간평균의 방식을 제안했으나 공간평균의 방식에서 간섭신호 방향의 이득이 크게 줄어들지 않는 단점이 여전히 존재한다.

본 논문에서 제안한 방식은 상관행렬로부터 간섭신호의 도달각을 바로 구해서 상관행렬 내에 존재하는 상호상관 성분을 제거하여 최종적으로 간섭신호 방향의 이득을 최대한 줄일 수 있는 새로운 방식을 제안하였다. 본문에서 제시한 상관행렬로부터 간섭신호의 도달각을 구하는 알고리즘을 적용하기 위해서는 먼저 목표신호의 크기와 간섭신호의 크기 및 목표신호에 대한 위상을 정확히 추정해야 한다. 컴퓨터를 이용한 모의실험 결과로서 간섭신호의 도달각의 추정치는 목표신호의 크기 및 간섭신호의 위상에 대한 추정치에 대해서는 무관하며 간섭신호의 크기 추정치에 크게 영향을 받음을 알 수 있었다. 따라서 향후에는 간섭신호의 크기 추정치에도 민감하지 않고 간섭신호의 도달각을 구할 수 있는 알고리즘 개발이 필요할 것이다.

참고 문헌

- [1] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive antenna systems," Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [2] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations," Proc. IEEE, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [3] B. Widrow et al., "Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: Causes and cures," IEEE

- Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, pp. 469-478, May 1982.
- [4] T. J. Shan and T. Kailath, "Adaptive beamforming for coherent signals and interference," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 527-536, 1985.
- [5] Y. L. Su, T. J. Shan, and B. Widrow, "Parallel spatial processing: A cure for signal cancellation in adaptive arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 347-355, 1986.
- [6] K. Takao and N. Kikuma, "An adaptive array utilizing an adaptive spatial averaging technique for multipath environments," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-35, pp. 1389-1396, 1987.
- [7] O. L. Frost III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc. IEEE, vol. 60, pp. 926-935, 1972.
- [8] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. 5, pp. 4-24, 1988.
- [9] S. Haykin, Adaptive Filter Theory. NJ: Prentice-Hall, 1996.

 저 자 소 개



류길현(정회원)
 1991년 경북대 전기공학과 학사
 1995년 경북대 전자공학과 석사
 2000년 경북대 전자공학과 박사
 수료.
 2006년 현재 삼성전자 System
 LSI 책임 연구원

<주관심분야 : 통신시스템, 신호처리>



홍재근(정회원)
 1975년 경북대 전자공학과 학사
 1979년 경북대 전자공학과 석사
 1985년 경북대 전자공학과 박사
 1983년~현재 경북대학교
 전자공학과 교수

<주관심분야 : 디지털 신호처리, 음성 신호처리>