

# 코히런트/인코히런트 간섭신호제거를 위한 Duvall 구조에 기초한 적응 빔형성 방법

종신회원 최 양 호\*

## Duvall-Structure-Based Adaptive Beamforming Method for Cancellation of Coherent and Incoherent Interferences

Yang-Ho Choi\* *Lifelong Member*

요 약

Duvall 구조에 기초하여 코히런트(coherent), 인코히런트(incoherent) 간섭을 제거하는 효율적인 적응 빔 형성 방법을 제시한다. 하나의 상관벡터를 이용하는 기존방식과 달리, 제안된 방법에서는 여러 개의 상관벡터를 이용하여 가중벡터의 차원을 크게 한다. 가중벡터 차원의 증가로 빔 형성기의 SINR(signal-to-interference plus noise ratio) 성능을 개선할 수 있으며, 더 많은 간섭을 제거 할 수 있다. 시뮬레이션 결과에 따르면, 제안방식은 기존방식에 비해 빠른 수렴특성, 우수한 정상상태(steady-state)에서의 SINR 성능을 보여준다.

**Key Words** : Adaptive beamforming, Coherent and incoherent interference, Duvall structure

ABSTRACT

This paper presents a Duvall-structure-based adaptive beamforming method which efficiently cancels coherent and incoherent interferences. The proposed method exploits several correlation vectors to increase the dimension of the weight vector, compared to the existing method which uses a single correlation vector only. The increased dimension of the weight vector leads to an improvement in the signal-to-interference plus noise ratio (SINR) performance. Moreover, the proposed method can suppress more interferences than the existing one. Simulation shows that the former is superior to the latter in terms of the steady-state and transient responses.

### I. 서 론

적응 빔 형성기는 원하는 신호에 대한 정보를 이용하여 간섭신호를 제거 한다<sup>[1,2]</sup>. 원하는 신호에 대한 정보로 도래각을 이용할 수 있다. 코히런트(coherent) 간섭이 존재하면 신호상쇄 현상<sup>[3]</sup>이 발생하여, 코히런트 간섭을 고려치 않은 적응 빔 형성기를 그대로 적용할 수 없다. 만약 코히런트 간섭의 도래각이 알려졌다면, 간섭신호벡터가 형성하는 부공간에 직교하는 공간에 수신신호 벡터가 놓이도록 하여 먼저

코히런트 간섭을 제거한 다음, SMI(sample matrix inversion), 또는 LCMV(linearly constrained minimum variance) 등과 같은 널리 알려진 빔 형성 방법을 이용하여 인코히런트 간섭을 제거할 수 있다<sup>[4-6]</sup>. 그러나 실제의 경우, 대부분 코히런트 간섭의 도래방향은 알려져 있지 않다. 코히런트 간섭을 포함한 신호의 도래각은 방향추정 기법<sup>[7]</sup>을 사용하여 추정할 수 있으나, 많은 계산량을 요구하여 적응 빔 형성에 적용이 용이치 않다.

Duvall 빔 형성기<sup>[3]</sup>를 이용하여 코히런트 간섭을

\* 강원대학교 전자통신공학전공 (yhochoi@kangwon.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-05-200, 접수일자 : 2008년 5월 2일, 최종논문접수일자 : 2008년 7월 29일

제거할 수 있다. Duvall 방식에서는 ULA(uniform linear array)를 사용하고 있으며, 원하는 신호를 제거하기 위해 인접한 센서 간의 차 신호를 생성하여 차 신호로부터 가중벡터(weight vector)를 구한다. 원하는 신호를 배제한 상태에서 가중벡터를 계산하므로 빠른 수렴특성을 가질 수 있는 장점이 있으나, 2개 이상의 코히런트 간섭이 존재하면 적용할 수 없는 단점이 있다. 최근에 Duvall 구조에 기초하여 2개 이상의 코히런트 간섭이 존재해도 적용할 수 있는 방법이 제안되었다<sup>8)</sup>. 이 방법에서는 Duvall 구조에 기초하여 원하는 신호를 제거하고, 원하는 신호가 제거된 차 신호 벡터를 이용, 상관벡터를 생성한다. 이 상관벡터로부터 간섭신호 부공간을 구하여, 간섭신호 부공간의 직교공간(orthogonal complement)에 놓이도록 가중벡터를 구한다.

본 논문에서는 코히런트, 인코히런트 간섭을 제거하기 위한 새로운 적응 빔 형성 방법을 제안한다. 위에 소개한 Duvall 구조에 기초한 기존의 방식에서는 하나의 상관벡터를 이용함에 따라 가중벡터의 차원이 코히런트, 인코히런트 간섭을 모두 포함하는 전체간섭 수에 의해 결정된다. 좀 더 자세히 말하면,  $M$ 개의 센서를 갖는 어레이에  $K$ 개의 간섭신호가 있다면 가중벡터의 차원  $D$ 는  $M-K$ 로 주어진다. 제안방식에서는 여러 개의 상관벡터를 이용하여 가중벡터의 차원을 증가시킨다. 코히런트 간섭의 개수가  $K_c$ 이라면 제안방식에서  $D$ 는  $M-K_c$ 로 주어진다.  $D$ 가 증가함에 따라 SINR (signal-to-interference plus noise ratio) 성능을 좋게 할 수 있으며, 제거할 수 있는 간섭의 수를 증가 시킬 수 있다.

## II. Duvall 구조에 기초한 간섭신호의 제거

$(K+1)$ 개의 신호가  $\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_K$ 의 방향으로부터  $M$ 개의 센서로 구성된 ULA(uniform linear array) 어레이 안테나에 도래한다. 여기서  $\theta_0$ 는 원하는 신호의 도래방향,  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$ 는  $K$ 개 간섭신호의 도래 방향을 나타낸다. 도래방향이  $\theta$  일 때  $m$ 개의 센서로 구성된 ULA 어레이의 응답벡터를

$$\mathbf{a}_m(\theta) = [1 \ \phi(\theta) \ \dots \ \phi^{m-1}(\theta)]^T \quad (1)$$

와 같고, 여기서  $\phi = 2\pi\delta\sin\theta/\lambda$ 로  $\delta$ 는 센서간 거리,  $\lambda$ 는 파장,  $T$ 는 행렬의 전치(transpose)를 나타낸다. 어레이에 수신된 신호  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T$ 는  $\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}_M(\theta_0)s_0(t) + \mathbf{A}_M\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$ 와 같이 표현된

다.  $\mathbf{A}_m$ 은 간섭 신호의 어레이 응답벡터를 열(column)로 가지는  $m \times K$  행렬로

$$\mathbf{A}_m = [\mathbf{a}_m(\theta_1) \ \mathbf{a}_m(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}_m(\theta_K)] \quad (2)$$

이고,  $s_0(t)$ 는 원하는 신호의 복소 포락선(complex envelope),  $\mathbf{s}(t)$ 는 간섭신호에 대한 복소 포락선 벡터(complex envelope vector)로

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_K(t)]^T$$

이며,  $s_i(t)$ 는  $i$  번째 간섭신호의 복소 포락선,  $\mathbf{n}(t)$ 는 잡음벡터이다.

$K$ 개의 간섭신호 중, 앞에서  $K_c$ 개는 원하는 신호와 코히런트하고, 즉 전 상관되어 있고(fully correlated), 나머지  $K_c(=K-K_c)$  각각은 어느 다른 신호와도 상관되어 있지 않다. 전 상관된  $K_c$ 개 신호의 복소 포락선 벡터를

$$\mathbf{s}_c(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_{K_c}(t)]^T = s_0(t)\mathbf{b} \quad (3)$$

와 같이 쓸 수 있고, 여기서

$$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{K_c}]^T \quad (4)$$

$s_i(t) = b_i s_0(t)$ ,  $i=1, \dots, K_c$  이다.  $b_i$ 는  $s_0(t)$ 에 대한  $s_i(t)$ 의 상대적 크기, 위상을 나타낸다. 각 센서의 잡음은 상관되어 있지 않으므로, 잡음 공분산 행렬(noise covariance matrix)은

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (5)$$

와 같이 주어진다.  $E$ 는 기대치(expectation),  $H$ 는 Hermitian 연산,  $\mathbf{I}$ 는 단위행렬,  $\sigma^2$ 은 잡음전력이다.  $(i+1)$ 번째 신호에 대한 수신 전력  $p_i$ 은

$$p_i = E[s_i(t)s_i^*(t)]$$

이다.  $*$ 는 공액복소수를 나타낸다.

원하는 신호의 도래각은 사전에 알려져 있다고 가정한다. 원하는 신호의 도래각을  $\theta_0 = 0$ 으로 놓을 수 있다. 만약  $\theta_0 = 0$ 이 아니라면 수신되는 신호의 위상을 사전에 조정(pre-steering)하여 조정된 도래각  $\theta_0$ 을 0으로 할 수 있다. Duvall 빔 형성기에서는 두 인접한 센서의 차 신호를 구해 원하는 신호를 제거한다. 차 신호 벡터  $\mathbf{x}'(t)$ 는

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{x}_1(t) - \mathbf{x}_2(t) \quad (6)$$

처럼 주어지고, 여기서

$$\mathbf{x}_i(t) = [x_i(t) \ x_{i+1}(t) \ \dots \ x_{M+i-1}(t)]^T, \quad i=1, 2$$

이다.  $\mathbf{x}_1(t)$ 는 첫 번째 센서에서  $(M-1)$ 번째 센서까

지  $M-1$ 개의 센서로 구성되는 부 어레이의 수신신호이고,  $\mathbf{x}_2(t)$ 는 두 번째 센서부터  $M$ 번째 센서로 구성되는 부 어레이의 수신신호로, 이들을 다음처럼 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}_1(t) = \mathbf{a}_{M-1}(0)s_0(t) + \mathbf{A}_{M-1}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_1(t) \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_2(t) = \mathbf{a}_{M-1}(0)s_0(t) + \mathbf{A}_{M-1}\mathbf{D}_\phi\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_2(t) \quad (8)$$

여기서

$$\mathbf{n}_i(t) = [n_i(t) \ n_{i+1}(t) \ \dots \ n_{M+i-1}(t)]^T, \ i = 1, 2$$

$$\phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_K]^T$$

이고,  $\mathbf{D}_\phi$ 는 벡터  $\mathbf{v} = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_K]^T$ 를 대각요소로 갖는 대각행렬(diagonal matrix)을 나타내며

$$\mathbf{D}_\phi = \text{diag}[v_1 \ v_2 \ \dots \ v_K]$$

와 같다. 식 (7), (8)을 (6)에 대입하면  $\mathbf{x}'(t)$ 는

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{A}_{M-1}(\mathbf{I} - \mathbf{D}_\phi)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}'(t) \quad (9)$$

와 같이 나타내지며, 원하는 신호가 제거된다.  $\mathbf{n}'(t)$ 는  $\mathbf{n}'(t) = \mathbf{n}_1(t) - \mathbf{n}_2(t)$ 이다.

상관벡터  $\mathbf{r}_j = [r_{j1} \ r_{j2} \ \dots \ r_{j(M-1)}]^T$ 를 다음처럼 정의한다.

$$\mathbf{r}_j = E[\mathbf{x}_{M-j+1}'^*(t)\mathbf{x}'(t)] \quad (10)$$

최근에 발표된 참고문헌 [8]은 상관벡터  $\mathbf{r}_1$ 을 이용하여 원하는 신호와 간섭신호 간 상관에 관계없이 간섭신호를 제거한다.  $\mathbf{r}_1$ 을

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{A}_{M-1}\tilde{\mathbf{u}}_1 - \sigma^2\mathbf{z}_{(M-1)} \quad (11)$$

와 같이 쓸 수 있다.  $\mathbf{z}_{(i)}$ 는  $i$ 번째 요소만 1이고 나머지 요소는 모두 0인 벡터이며,  $\tilde{\mathbf{u}}_j = [\tilde{u}_{j1} \ \tilde{u}_{j2} \ \dots \ \tilde{u}_{jK}]^T$ 는

$$\tilde{\mathbf{u}}_j = (\mathbf{I} - \mathbf{D}_\phi)\mathbf{u}_j \quad (12)$$

$$\mathbf{u}_j = [u_{j1} \ u_{j2} \ \dots \ u_{jK}]^T$$

$$\mathbf{u}_j = E[\mathbf{x}_{M-j+1}^*(t)\mathbf{s}(t)] \quad (13)$$

이다. 어느 한 간섭신호의 입력전력  $p_i$ 가 잡음전력  $\sigma^2$ 보다 매우 크다면 (11)에서  $\sigma^2$ 을 가진 항은 무시될 수 있다. 간섭신호를 제거하는 원리를 쉽게 설명하기 위해 편의상  $\sigma^2$ 을 가진 항을 무시하여,  $\mathbf{r}_1 = \mathbf{A}_{M-1}\tilde{\mathbf{u}}_1$ 이라 하자. 참고문헌 [8]에 따르면 간섭신호 공간을 구하기 위해 상관벡터  $\mathbf{r}_1$ 로부터  $D \times (M-D)$  행렬  $\mathbf{R}_D$

를 다음처럼 구성한다.

$$\mathbf{R}_D = [\mathbf{r}_{11} \ \mathbf{r}_{12} \ \dots \ \mathbf{r}_{1(M-D)}] \quad (14)$$

여기서

$$\mathbf{r}_{1i} = [r_{1i} \ r_{1(i+1)} \ \dots \ r_{1(i+D-1)}]^T \quad (15)$$

식 (15)를 다음처럼 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r}_{1i} = \mathbf{A}_D \mathbf{D}_\phi^{i-1} \tilde{\mathbf{u}}_1 = \mathbf{A}_D \mathbf{D}_{\tilde{\mathbf{u}}_1} \phi^{<i-1>} \quad (16)$$

여기서

$$\phi^{<i>} = [\phi_1^i \ \phi_2^i \ \dots \ \phi_K^i]^T \quad (17)$$

식 (16)을 (14)에 대입하면

$$\mathbf{R}_D = \mathbf{A}_D \mathbf{D}_{\tilde{\mathbf{u}}_1} \mathbf{A}_{M-D}^T \quad (18)$$

와 같이 주어진다.  $\mathbf{A}_D$ 의 열 공간(column space)은  $D$  차원 간섭신호공간이다. 행렬  $\mathbf{R}_D$ 의 행수  $D$ 가  $D \geq K$  이고, 열의 수  $(M-D)$ 가  $M-D \geq K$ 이면  $\mathbf{R}_D$ 의 열(columns)은  $\mathbf{A}_D$ 의 열 공간을 스팬하며,  $\mathbf{R}_D$ 의 열 공간에 직교하는 직교 공간에 가중벡터가 놓이도록 하여 간섭신호를 제거할 수 있다. 이 때 가중벡터는

$$\mathbf{w}_D = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_D]^T \quad (19)$$

$$= c \mathbf{P}_{\mathbf{R}_D}^\perp \mathbf{a}_D(\theta_0)$$

와 같이 구해진다. 여기서  $c$ 는 스칼라 인수,  $\mathbf{P}_{\mathbf{M}}^\perp$ 은 행렬  $\mathbf{M}$ 의 열 공간의 직교공간으로 투사하는 투사행렬(projection matrix)로

$$\mathbf{P}_{\mathbf{M}}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{P}_{\mathbf{M}}$$

와 같고,  $\mathbf{P}_{\mathbf{M}}$ 은  $\mathbf{M}$ 의 열 공간으로 투사하는 투사행렬이다. 가중벡터를 첫 번째, 두 번째, ...,  $D$  번째 센서에 적용하여 어레이 출력  $y(t)$ 를 다음과 같이 얻는다.

$$y(t) = \sum_{m=1}^D w_m^* x_m$$

### III. 코히런트 및 인코히런트 간섭신호의 효율적 제거

II 장에서 소개한 기존의 방법에서는 최대  $(M-1)/2$  개의 간섭신호를 제거할 수 있다. (참고문헌 [8]에서  $M/2$ 은  $(M-1)/2$ 의 오기이다.)  $K$ 가 주어졌을 때,  $D$ 의 최대값은  $M-K$ 이다. 가중벡터의 차원  $D$ 가 클수록 적응 빔 형성기의 성능을 좋게 할 수 있다. 새로운 방법에서는 무상관 간섭이 존재하는 경우, 기존의 방법보다  $D$ 를 증가시킬 수 있다.

코히런트 간섭과 무상관 간섭을 분리해서 나타내기 위해 필요한 기호를 정의 한다. 정의에서 첨자  $c$

는 코히런트 의미한다.

$$\mathbf{A}_{m,c} = [\mathbf{a}_m(\theta_1) \quad \mathbf{a}_m(\theta_2) \quad \cdots \quad \mathbf{a}_m(\theta_{K_c})] \quad (20)$$

$$\phi_c = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \cdots \quad \phi_{K_c}]^T \quad (21)$$

$$\phi_c^{<l>} = [\phi_1^l \quad \phi_2^l \quad \cdots \quad \phi_{K_c}^l]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{u}_{j,c} = E[x_{M-j+1}^* \mathbf{s}_c(t)] \quad (23)$$

$$\tilde{\mathbf{u}}_{j,c} = (\mathbf{I} - \mathbf{D}_{\phi_c}) \mathbf{u}_{j,c} \quad (24)$$

무상관에 대한 기호는 대응하는 코히런트 기호의 첨자  $c$  대신에  $u$ 로 나타낸다. 예를 들어  $\mathbf{A}_{m,u}$ 는

$$\mathbf{A}_{m,u} = [\mathbf{a}_m(\theta_{K_c+1}) \quad \mathbf{a}_m(\theta_{K_c+2}) \quad \cdots \quad \mathbf{a}_m(\theta_{K_c})]$$

를 의미한다. 코히런트 간섭과 무상관 간섭을 부리 해서 나타내면, 식 (9)를

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{g}_{(M-1)1} s_0(t) + \mathbf{A}_{(M-1),u} (\mathbf{I} - \mathbf{D}_{\phi_u}) \mathbf{s}_u(t) + \mathbf{n}'(t)$$

처럼 쓸 수 있다. 여기서  $\mathbf{g}_{mi}$  ( $j=1, 2, \dots, K_c$ )는

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{mj} &= \mathbf{A}_{m,c} (\mathbf{I} - \mathbf{D}_{\phi_c}) \mathbf{D}_b \phi_c^{<j-1>} \\ &= \mathbf{A}_{m,c} \mathbf{D}_b \phi_c^{<j-1>} \end{aligned} \quad (25)$$

이고,  $\tilde{\mathbf{b}}$ 는

$$\tilde{\mathbf{b}} = (\mathbf{I} - \mathbf{D}_{\phi_c}) \mathbf{b} \quad (26)$$

이다. 식 (3)을 (23)에 대입하면

$$\mathbf{u}_{j,c} = u_{j0} \tilde{\mathbf{b}} \quad (27)$$

와 같이 주어지고,

$$u_{j0} = E[x_{M-j+1}^* s_0(t)] \quad (28)$$

이다. 식 (27)을 (24)에 대입하여  $\tilde{\mathbf{u}}_{j,c}$ 를 다음처럼 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{u}}_{j,c} = u_{j0} (\mathbf{I} - \mathbf{D}_{\phi_c}) \tilde{\mathbf{b}} = u_{j0} \tilde{\tilde{\mathbf{b}}} \quad (29)$$

$\mathbf{g}_{mi}$  ( $i=1, 2, \dots, K_c$ )로 구성되는 행렬을 기호  $\mathbf{G}_m$ 으로 나타낸다.

$$\mathbf{G}_m = [\mathbf{g}_{m1} \quad \mathbf{g}_{m2} \quad \cdots \quad \mathbf{g}_{mK_c}] \quad (30)$$

식 (25)로부터,  $m \geq K_c$  이면, 간섭 벡터들의 선형 결합으로 구성되는 벡터  $\mathbf{g}_{mi}$  ( $i=1, 2, \dots, K_c$ )들은 서로 독립적임을 알 수 있다. 따라서 행렬  $\mathbf{G}_m$ 의 열은  $\mathbf{A}_{m,c}$ 의 열 공간을 생성한다. 상관벡터  $\mathbf{r}_1$ 은  $\mathbf{g}_{(M-1)1}$ 과

행렬  $\mathbf{A}_{(M-1),u}$ 의 열만의 선형결합으로 벡터  $\mathbf{g}_{(M-1)i}$  ( $i=2, 3, \dots, K_c$ )들을 포함하고 있지 않다. 다른 상관 벡터  $\mathbf{r}_l$  ( $l=2, 3, \dots, M$ )도  $\mathbf{g}_{(M-1)1}$ 과  $\mathbf{A}_{(M-1),u}$ 의 열들만의 선형결합으로 이들 상관벡터  $\mathbf{r}_i$  ( $i=1, 2, \dots, M$ )로  $\mathbf{A}_{(M-1)}$ 의 열 공간을 생성할 수 없다.

$\mathbf{g}_{Di}$  ( $i=1, 2, \dots, K_c$ )를 모두 포함한 벡터들을 식 (14)에 기초하여 구할 수 있다. 이러한 벡터를 구하는 데 이용하기위해  $D_x(M-D)$  행렬  $\mathbf{R}_{D(j)}$ 를 정의한다.

$$\mathbf{R}_{D(j)} = [\mathbf{r}_{j1} \quad \mathbf{r}_{j2} \quad \cdots \quad \mathbf{r}_{jL}] \quad (31)$$

여기서  $L=M-D$  이고,

$$\mathbf{r}_{ji} = [r_{ji} \quad r_{j(i+1)} \quad \cdots \quad r_{j(i+D-1)}]^T \quad (32)$$

이다. 잡음을 무시하면,  $\mathbf{r}_j$ 는  $\mathbf{r}_j = \mathbf{A}_{M-1} \tilde{\mathbf{u}}_j$ 는 같이 나타낼 수 있고, 이 때, 벡터  $\mathbf{r}_{ji}$ 는 다음처럼 표현된다.

$$\mathbf{r}_{ji} = \mathbf{A}_D \mathbf{D}_{u_j} \phi_c^{<i-1>} \quad (33)$$

식 (29)에 의해  $\mathbf{D}_{u_j} = u_{j0} \mathbf{D}_b$  이다. 수식전개의 간편함을 위해 잠시  $L=K_c$  이라 하자. 식 (25), (30)으로부터, 벡터  $\mathbf{r}_{ji}$ 는

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{ji} &= [\mathbf{A}_{D,c} \quad \mathbf{A}_{D,u}] \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{u_j} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{u_j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_c^{<i-1>} \\ \phi_u^{<i-1>} \end{bmatrix}, \\ &= [\mathbf{G}_D \quad \mathbf{A}_{D,u}] \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{u_j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{j0} \mathbf{z}^{(i)} \\ \phi_u^{<i-1>} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (34)$$

$$i=1, 2, \dots, K_c$$

과 같이 나타낼 수 있고, 이 때, 행렬  $\mathbf{R}_{D(j)}$ 은

$$\mathbf{R}_{D(j)} = [\mathbf{G}_D \quad \mathbf{A}_{D,u}] \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{u_j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{j0} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_{L,u}^T \end{bmatrix} \quad (35)$$

와 같이 주어진다. 식 (34)는  $\mathbf{R}_{D(j)}$ 의 각 열은  $[\mathbf{G}_D \quad \mathbf{A}_{D,u}]$ 열들의 선형결합임을 보여준다.  $L > K_c$  이더라도 (31)에서 정의된  $\mathbf{R}_{D(j)}$ 의 각 열은  $[\mathbf{G}_D \quad \mathbf{A}_{D,u}]$ 열의 선형결합임이 분명하다.  $D \geq K$  일 때,  $[\mathbf{G}_D \quad \mathbf{A}_{D,u}]$ 의 열은  $[\mathbf{A}_{D,c} \quad \mathbf{A}_{D,u}]$ 의 열 공간을 생성한다. 따라서  $D \geq K$ ,  $L \geq K_c$  인 서로 다른 여러 개의  $\mathbf{R}_{D(j)}$ 을 이용하여 간섭신호 공간을 구할 수 있다. 이러한 사실에 따라, 제안 방법에서는 행렬  $\mathbf{R}_D$ 를 다음처럼 구성한다.

$$\mathbf{R}_D = [\mathbf{R}_{D(1)} \quad \mathbf{R}_{D(2)} \quad \cdots \quad \mathbf{R}_{D(J)}] \quad (36)$$

$\mathbf{R}_D$ 는  $D \times JL$  행렬이다.  $L \geq K_c$ ,  $JL \geq K$ 이면, 일반

적으로 (36)의 열은  $D(\geq K)$  차원 공간에서 간섭 부공간을 생성한다.

단계적 spatial smoothing[10]을 이용하여 코히런트 간섭의 수, 전체 간섭의 수를 알 수 있다. 상관 벡터  $\mathbf{r}_j$ 는 알 수 없으므로 수신신호의 샘플로부터 추정한다.  $N$ 개의 샘플이 주어졌다면,  $\mathbf{r}_j$ 를

$$\mathbf{r}_j(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{M-j+1}^*(n) \mathbf{x}'(n) \quad (37)$$

와 같이 추정한다. 추정된  $\mathbf{r}_j(N)$ 으로부터 (31), (36)에 따라  $\mathbf{R}_D(N)$ 을 구성하고, 가중벡터를 다음과 같이 계산한다.

$$\mathbf{w}_D(N) = c(N) \mathbf{P}_{\mathbf{R}_D(N)}^\perp \mathbf{a}_D(\theta_0)$$

원하는 신호 도래방향으로 빔 이득을 1이 되도록 스칼라 인수  $c(N)$ 을 조정한다면, 인수는

$$c(N) = \frac{1}{\mathbf{a}_D^H(\theta_0) \mathbf{P}_{\mathbf{R}_D(N)}^\perp \mathbf{a}_D(\theta_0)}$$

으로 주어진다. 필요한 최소 상관벡터의 수  $J$ 는  $J = \lceil K/K_c \rceil$ 이다.  $\lceil \alpha \rceil$ 는  $\alpha$ 이상인 최소 정수들의 미한다. Gram-Schmidt 직교화 또는 QR 분해<sup>[9]</sup>를 통해  $\mathbf{R}_D(N)$ 의 열 공간을 생성하는 직교 기저벡터를 얻을 수 있다. 직교화 중에 이미 직교화된 벡터들에 의해 구성되는 공간에 대한 직교화 되는 벡터의 성분을 구할 수 있고, 이로부터 직교화 되는 벡터가 직교화된 벡터들과 선형 독립성이 어느 정도인지 알 수 있다. 독립성이 매우 작다면 간섭 공간 추정에서 이 벡터를 제외할 수 있다. 직교벡터가  $\mathbf{Q}_D(N)$ 이라 하면 투사행렬  $\mathbf{P}_{\mathbf{R}_D(N)}^\perp$ 은

$$\mathbf{P}_{\mathbf{R}_D(N)}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{Q}_D(N) \mathbf{Q}_D^H(N)$$

와 같이 구해진다.  $(M - K_c) \times J$  행렬을 직교화 하는데  $O((M - K_c)J^2)$  계산량이 필요하다. 가중벡터 (37)을 구하는 데 있어 필요한 다른 계산은 직교벡터 계산보다 적은 계산량이 요구되며, 따라서 전체 계산량은  $O((M - K_c)J^2)$ 으로 주어진다.

제안 방법에서는  $M - D \geq K_c$  이어야 하고, 따라서  $D$ 의 최대값은  $M - K_c$ 로 주어지며, 무상관 신호가 존재하는 경우, 기존의 방식의  $M - K$ 보다 큰  $D$ 값을 가진다. 제거할 수 있는 간섭의 수를 보면, 제안방법에서는 코히런트 간섭이 하나만 존재하고 ( $K_c = 1$ ) 나머지는 모두 무상관 간섭일 때 가장 많은 수의 간섭을 제거할 수 있다. 이 때 제거할 수 있는 간섭의 수는  $M - 2$ 이다. 반면에 기존의 방식

은 간섭신호의 상관 특성에 관계없이,  $M$ 이 홀수 인 경우, 최대  $(M - 1)/2$ 개의 간섭을 제거할 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션

15개의 센서가 직선상에 반 파장 간격으로 일정하게 배열된 어레이를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 코히런트 간섭의 수는  $K_c = 2$ 이다. 무상관 간섭을 포함하는 전체 간섭의 수는  $K = 5$ 이다. 원하는 신호의 도래각은  $\theta_0 = 0^\circ$ , 간섭신호의 도래방향은  $\theta_1 = -10^\circ$ ,  $\theta_2 = 8^\circ$ ,  $\theta_3 = -15^\circ$ ,  $\theta_4 = 20^\circ$ ,  $\theta_5 = 30^\circ$ 이고, 코히런트 간섭의 도래각은  $\theta_1, \theta_2$ 이다. 원하는 신호의 SNR(signal-to-noise ratio)은 10 dB이고, 각 간섭의 INR(interference-to-noise ratio)은 서로 같다. 제안 방식의 SINR 성능을 II장에서 소개한 기존의 방식과 비교하였다. 제안 방법에서는 무상관 간섭의 수에 관계없이  $K_c = 2$ 이므로 가중벡터 차원은  $D = 13$ 이다, 기존의 방식에서는 전체 간섭 수에 의해 가중벡터 차원이 결정되며  $D = 10$ 이다.

그림 1은 INR에 대한 정상상태(steady-state) SINR을 보여준다. 정상상태란 무한개의 표본이 이용 가능하여 상관 벡터  $\mathbf{r}_j(j = 1, \dots, M)$ 를 정확히 알고 있는 경우를 말한다. 식 (11)에서 보듯이,  $\mathbf{r}_j$ 는 잡음 항을 가지고 있어 이로부터 구성된  $\mathbf{R}_D$ 는 정확히  $\mathbf{A}_D$ 의 열 공간을 스캔하지 못한다.  $\mathbf{r}_j$ 에서 잡음 항을 무시해서  $\mathbf{A}_{13}$ 의 열 공간을 정확히 직교하도록 가중할 때의 성능도 포함하였다. 기존방식에 비해 제안방식에서는 가중벡터의 차원을 크게 할 수 있어 우수한 성능을 보여준다. INR이 매우 작으면, 잡음 항의 영향으로 제안방식의 성능은 정확한 직교에 비해 조금 떨어진 성능을 보이나, 그 차이는 1.3 dB 이하로

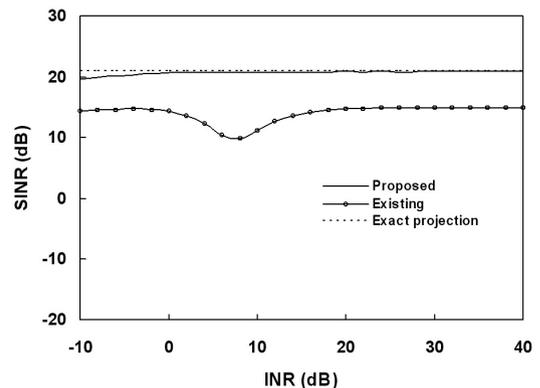


그림 1. INR에 대한 정상상태 SINR

## V. 결 론

코히런트, 인코히런트 간섭을 효율적으로 제거할 수 있는 적응 빔 형성 방법을 제안하였다. 기존방식에서는 가중벡터의 차원이 코히런트와 인코히런트 간섭 모두를 포함하는 전체 간섭 수에 의해 결정되나, 제안 방법에서는 코히런트 간섭 수에 의해서만 결정된다. 이에 따라 제안방식에서 가중벡터의 차원을 기존방식보다 크게 할 수 있어 빔 형성기의 SINR 성능을 개선할 수 있다. 또한 제거할 수 있는 간섭의 수도 기존방식보다 증가시킬 수 있으며,  $K_c = 1$ 인 경우 최대  $M-2$ 개의 간섭을 제거할 수 있다. 소요 계산량은  $O((M-K_c)N^2)$ 으로, 샘플 행렬을 직접 역 변환하는 SMI 방식에서의 계산량  $O(M^3)$ 에 비해 매우 적은 계산량을 요구한다.

## 참 고 문 헌

- [1] L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications-Part II: Beamforming and DOA considerations," Proc. IEEE, Vol.85, pp.1195-1247, Aug. 1997.
- [2] R. A. Monzingo and T. A. Miller, Introduction to Adaptive Arrays. New York: Wiley, 1980.
- [3] B. Widrow, K. M. Duvall, R. P. Gooch and W. C. Newman, "Signal cancellation phenomena in adaptive arrays: Causes and cures," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.30, pp.469-478, May 1982.
- [4] C. C. Yeh and W. D. Wang, "Coherent interference suppression by an antenna array of arbitrary geometry," IEEE Trans. Antennas Propaga., Vol.37, pp.1317-1322, Oct. 1989.
- [5] Y.-H. Choi, Eigenstructure-based adaptive beamforming for coherent and incoherent interference cancellation, IEICE Trans. Commun., Vol.E85-B, pp.633-640, Mar. 2002.
- [6] T.-S. Lee and T.-T. Lin, "Coherent interference suppression with complementally transformed adaptive beamformer," IEEE Trans. Antennas Propaga., Vol.46, pp.609-617, May 1998.
- [7] H. Krim, and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research," IEEE Signal Process. Mag., Vol.13, pp.67-94, July 1996.

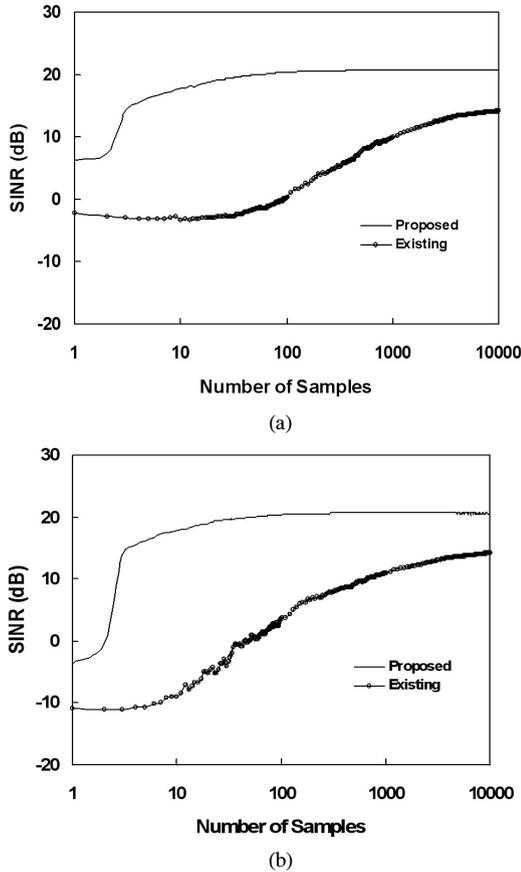


그림 2. 샘플 수에 대한 SINR (a) INR=20 dB (b) INR=30 dB

미미하다. INR이 매우 작지 않으면 제안 방식과 정확히 직교하는 경우에 대한 성능은 같다.

그림 2는 제안방식과 기존방식의 샘플 수에 대한 SINR을 보여준다. 상관벡터  $r_j$ 는 샘플을 이용하여 (37)에서와 같이 추정된다. SINR은 100번의 시뮬레이션을 반복하여 평균을 취해 얻은 결과이다. 그림 2(a)에서 간섭의 INR은 20 dB, 그림 2(b)에서는 30 dB 이다. 제안방식, 기존방식 모두, 추정에 사용한 샘플 수가 증가함에 따라 그림 1의 해당 정상상태 SINR에 접근하고 있다. 그림 2(a)와 2(b)를 비교하면 샘플 수가 매우 작을 때, INR=30 dB에 대한 SINR은 INR=20 dB 인 경우보다 작다. 전체적으로 INR에 관계없이 유사한 수렴특성을 보인다. 제안방식은 매우 빠른 수렴특성을 나타내며,  $N \geq 19$  이면, INR=20 dB, 30 dB 인 경우 모두, 정상상태 성능과 2 dB 이하의 성능차를 보인다.

- [8] Y.-H. Choi, "Duvall-structure-based fast adaptive beamforming for coherent interference Cancellation," IEEE Signal Process. Lett., Vol.14, pp.739-741, Oct. 2007.
- [9] G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computations. Baltimore and London: Johns Hopkins University Press, 1996.
- [10] T. J. Shan, A. Paulraj, and T. Kailath, "On smoothed rank profile tests in eigenstructure methods for directions-of-arrival estimation," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., Vol.35, pp.1377-1385, Oct. 1987.

최 양 호 (Yang-Ho Choi)

중신회원



1982년 2월 연세대학교 전자공학과 학사

1984년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 석사

1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 박사

1989년 3월~1997년 2월 한국통신 연구개발본부 팀장

1997년 3월~2002년 2월 동양대학교 정보통신공학부 교수

2002년 3월~현재 강원대학교 전기전자공학부 교수  
<관심분야> 무선신호처리, 무선접속기술, 이동통신