

논문 2005-42SP-1-8

상관관계가 있는 간섭신호를 위한 고유벡터 제한 MV 빔형성 기법

(Eigen-constraint minimum variance beamformer for correlated interferences)

김 승 일*, 이 충 용**

(Seungil Kim and Chungyong Lee)

요 약

상관관계가 있는 간섭신호가 존재하는 경우, 다양한 빔형성 기법들은 어레이 출력 파워를 최소화하기 위해서 목적신호까지 제거하는 현상이 발생한다. 본 논문에서는 이러한 상관관계가 있는 간섭신호에 의한 신호 제거 문제를 해결하는 새로운 기법을 제안한다. 기존에 제시된 상관 간섭신호의 제거 기법들 대신 제안된 빔형성 기법은 상관 간섭신호를 또다른 목적신호로 간주하여 코히어런트하게 간섭신호들을 더해준다. 제안된 기법은 고유벡터 제한을 이용하여 잡음과 상관관계가 없는 간섭신호를 제거하고, 목적신호와 상관 간섭신호는 유지하도록 한다. 고유벡터 제한 MV 빔형성 기법은 상관 간섭신호에 대한 어떤 사전 정보를 필요로 하지 않는다는 장점이 있다. 모의 실험에 의해 상관 간섭신호가 존재하는 경우 제안된 기법은 어레이 출력의 신호 대 잡음비가 개선하여 목적신호 제거 문제를 해결할 수 있음을 보여준다.

Abstract

To achieve a goal of minimum output power, the beamformer tends to cancel the desired signal if there exists correlated interference sources such as multipaths of the desired signal. In this paper, we propose a new method which overcomes the signal cancellation problem for correlated interferences. Instead of decorrelating the correlated interferences, the proposed beamformer regards them as replicas of the desired signal and coherently combines them with desired signal. This method uses an eigenvector constraint that suppresses a noise and uncorrelated interferences but keeps the desired signal and correlated interferences. Indisputably, the beamformer does not require any preliminary information on correlated interferences. Simulation results show that the proposed beamformer overcomes the signal cancellation problem and improves signal-to-noise ratio (SNR) of the array output when the correlated interferences exist.

Keywords : 어레이 신호처리, 상관 간섭신호 제거, ECMV 빔형성 기법

I. 서 론

최적 빔형성 기법은 주로 어레이 출력의 2차 통계 특성을 이용한다^[1]. Capon 은 목적신호(desired signal) 방향으로는 이득을 1로 하고 이외의 방향으로의 출력 파워를 최소화하는 MV(minimum variance) 빔형성 기법을 제안하였다^[2]. 여기서 MV 빔형성 기법은 간섭신호

가 목적신호와 서로 상관관계가 없다고 가정하였다. 그러나 상관 간섭신호(correlated interference)의 경우 신호 부공간의 계수(rank)가 부족하게 되므로, MV 빔형성 기법은 간섭신호 방향으로 널(null)을 형성하지 못할 뿐 아니라, 목적신호마저도 제거하게 된다^{[3][4]}. 이러한 목적신호 제거 문제를 해결하기 위하여, 목적신호와 간섭신호간의 상관성을 제거하는 다양한 기법이 제안되었다. 공간 스무딩 기법(spatial smoothing)^[5], 광대역 신호를 위한 주파수 축 상의 평균화 기법(frequency domain averaging)^{[4][6-7]} 등이 그것이다. 그러나, 상관 간섭신호는 목적신호와 상관관계가 있으므로, 또하나의

* 학생회원, ** 정회원, 연세대학교 전기전자공학과
(Dept. of Electrical Electronic Engineering, Yonsei University)
접수일자: 2004년9월7일, 수정완료일: 2004년12월15일

부가적인 정보 신호로 간주할 수 있으며, 그것들을 CDMA RAKE 리시버처럼 적절히 더해서 신호성분을 강화할 수 있다. RAKE 리시버의 경우 다중 경로(multipath) 신호들 각각의 신호 지연성분을 알 수 있으므로 간섭신호를 코히어런트(coherent)하게 더해줄 수 있다^[8]. 하지만 대부분의 다른 응용 시스템에서는 다중 경로(multipath)같은 상관 간섭신호의 시간 지연성분을 추정하기는 매우 어렵다. 하지만, 우리는 상관 간섭신호에 대한 어떤 사전 정보없이 간섭신호 성분의 조향벡터를 추정하고 이를 이용하여 목적신호를 강화할 수 있는 새로운 빔형성 기법을 제안한다.

II. 주고유벡터와 조향벡터간의 관계

N 개의 센서를 지닌 어레이를 생각해 보자. P 개의 협대역 상관신호가 각각 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ 방향으로 어레이에 입사된다고 가정하자. 이 P 개의 입사신호 $s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)$ 는 위상 지연되고, 크기가 다른 목적신호의 복제신호로 다음과 같이 표현된다^[9].

$$s_p(t) = \alpha_p s_1(t), \quad p = 1, 2, \dots, P; \quad \alpha_1 = 1 \quad (1)$$

여기서 $\alpha_p = \rho_p e^{j\phi_p}$ 는 첫번째 신호 $s_1(t)$ 의 p 번째 복소 감쇄(complex attenuation) 성분이다. ρ_p 는 신호 크기 감쇄 성분이며, ϕ_p 는 첫번째 신호에 비해 p 번째 신호의 상대적 위상 지연 성분으로 표시된다. 어레이가 받아들인 신호 벡터 $\mathbf{x}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= s_1(t) \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p) + \mathbf{n}(t) \\ &= s_1(t) \mathbf{b} + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{a}(\theta_p)$ 는 어레이 조향벡터(steering vector)이며, 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}(\theta_p) = \mathbf{1} e^{j2\pi \frac{d \sin(\theta_p)}{\lambda}} \dots e^{j2\pi \frac{(N-1)d \sin(\theta_p)}{\lambda}} \mathbf{T} \quad (3)$$

여기서, λ 는 입사신호의 파장을 나타낸다. 그리고,

$\mathbf{b} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p)$ 는 조향벡터의 선형조합 성분이며, $\mathbf{n}(t)$ 는 부가잡음 벡터이다. 첫 번째 목적신호의 파워

를 1로 가정하면, $E[|s_1(t)|^2] = 1$, 어레이 출력 공분산 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{xx}}$ 는

$$\mathbf{R}_{\mathbf{xx}} = \mathbf{b}\mathbf{b}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{nn}} \quad (4)$$

가 된다. 여기서, $\mathbf{R}_{\mathbf{nn}}$ 은 잡음 공분산 행렬이다. 따라서 목적신호에 대한 부공간 행렬 $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}} = \mathbf{R}_{\mathbf{xx}} - \mathbf{R}_{\mathbf{nn}}$ 의 계수(rank)는 1이 되며, 그 형태는 $\mathbf{b}\mathbf{b}^H$ 과 같다. $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}$ 는 계수(rank)가 1이므로 항상 0이 아닌 고유치는 하나만 존재하게 된다. 또한, $\mathbf{R}_{\mathbf{ss}}\mathbf{b} = \mathbf{b}(\mathbf{b}^H\mathbf{b}) = \mathbf{b}|\mathbf{b}|^2$ 와 같이 표현 가능하므로, 주고유치(principle eigenvalue) λ_1 에 대응하는 고유벡터 \mathbf{e}_1 은 \mathbf{b} 에 비례하게 된다^[9]. 다시 말해서, \mathbf{e}_1 은 조향벡터 $\mathbf{a}(\theta_p)$, $p = 1, 2, \dots, P$ 의 선형 조합으로 표현되며, 여기에는 목적신호와 그것의 상관관계가 있는 모든 간섭신호들에 대한 모든 정보가 들어 있다.

III. 제안된 고유벡터 제한 MV 빔형성 기법

1. 신호 모델링

먼저 입력신호는 θ_0 방향에서 입사하는 목적신호(desired signal), $\theta_{c,j}$ 방향에서 입사하는 P_1 개의 상관 간섭신호(correlated interference), $\theta_{u,j}$ 방향에서 입사하는 P_2 개의 비상관 간섭신호(uncorrelated interference) 와 부가 백색 잡음(additive white noise)으로 구성되어 있다고 가정한다. 이것은 그림 1에 잘 나타나 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= s(t)\mathbf{a}(\theta_0) + s(t) \sum_{i=1}^{P_1} \alpha_i \mathbf{a}(\theta_{c,i}) \\ &+ \sum_{j=1}^{P_2} s_j(t)\mathbf{a}(\theta_{u,j}) + \mathbf{n}(t) \\ &= s(t)\mathbf{a}(\theta_s) + \mathbf{i}_c(t) + \mathbf{i}_{uc}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\mathbf{i}_c(t) = s(t) \sum_{i=1}^{P_1} \alpha_i \mathbf{a}(\theta_{c,i}) \quad (6)$$

$$\mathbf{i}_{uc}(t) = \sum_{j=1}^{P_2} s_j(t)\mathbf{a}(\theta_{u,j}) \quad (7)$$

여기서 $\mathbf{i}_c(t)$ 와 $\mathbf{i}_{uc}(t)$ 는 각각 P_1 개의 모든 상관 간섭신호 성분과 P_2 개의 모든 비상관 간섭신호 성분을 나타낸다. $\mathbf{n}(t)$ 는 부가 잡음 벡터이며, 평균이 0이고 공

분산행렬은 식 (8)과 같이 표현되는 복소 가우시안 랜덤 벡터(complex Gaussian random vector)이다.

$$E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (8)$$

여기서 \mathbf{I} 는 $N \times N$ 정방행렬이고, σ_n^2 은 잡음의 분산을 나타낸다.

식(5)는 $\mathbf{x}(t) = \mathbf{d}(t) + \mathbf{u}(t)$ 와 같이 다시 나누어 생각할 수 있으며, $\mathbf{d}(t)$ 는 총 목적신호 성분 벡터이고 $\mathbf{u}(t)$ 는 총 비목적 성분 벡터이다. 총 목적신호 성분 벡터와 비목적신호 성분 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{d}(t) = s(t) \sum_{p=0}^{P_s} \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p) = s(t) \mathbf{b} ; \alpha_0 = 1 \quad (9)$$

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{j=1}^{P_u} s_j(t) \mathbf{a}(\theta_{u,j}) + \mathbf{n}(t), \quad (10)$$

여기서 $\mathbf{b} = \sum_{p=0}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p)$ 는 목적신호 조향벡터의 선형 조합된 벡터이다. 상관 간섭신호 성분은 위에 표시된 바와 같이 목적신호에 관한 추가적인 정보를 포함하게 되고 $\mathbf{u}(t)$ 에는 어떠한 상관 간섭신호 성분이 존재하지 않는다.

2. 고유벡터 제한

어레이 출력 파워는 총 목적신호 성분 벡터 $\mathbf{d}(t)$ 뿐만 아니라 총 비목적신호 성분 벡터 $\mathbf{u}(t)$ 에 의해 영향을 받는다. 그러므로 비목적 성분 신호에 대한 영향을 최소화 하기 위해서, 총 목적 성분 신호 방향으로의 이득을 유지하면서 어레이 출력 파워를 최소화 하는 어레이 가중벡터 \mathbf{w} 를 구해야 한다. 이것은 다음에 제시되는 식 (11)과 동일한 문제가 된다.

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{b} = 1. \quad (11)$$

그러나 간섭신호에 관한 어떠한 사전 정보를 추정하지 않는다면 목적신호 조향벡터의 선형 조합 벡터 \mathbf{b} 를 구할 수 없으므로, 우리는 II장에서 살펴본 고유벡터와 조향벡터간의 관계식을 이용하도록 한다.

식 (4)로부터

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{b}\mathbf{b}^H + \mathbf{R}_{uu} \quad (12)$$

식을 유도할 수 있으며, 여기서 \mathbf{R}_{uu} 는 총 비목적 신호

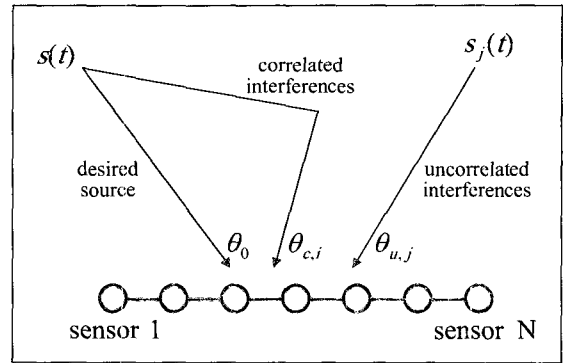


그림 1. 선배열 어레이, 목적신호와 간섭신호의 기하학적 구조

Fig. 1. Geometry of a linear array, desired signal and interferences.

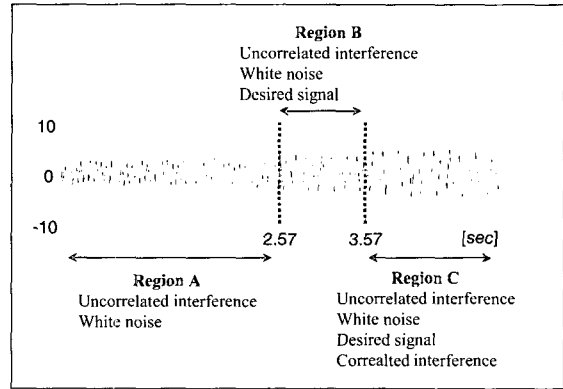


그림 2. 모의 실험을 위한 입력신호

Fig. 2. Time scheduling of input signals for simulations.

성분의 공분산 행렬이다. 따라서 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{im}$ 는 $\mathbf{b}\mathbf{b}^H$ 의 형태를 지니며, 계수(rank)는 1이 된다. \mathbf{R}_{ss} 의 최대 고유치에 대응하는 고유벡터 \mathbf{e}_1 은 \mathbf{b} 에 비례한다. II장에 설명한 바와 같이, \mathbf{e}_1 이 스팬(span)하는 부공간은 \mathbf{b} 가 스팬하는 부공간과 일치하게 되므로, 식 (11)에서 제시된 제한식은 $\mathbf{w}^H \mathbf{e}_1 = 1$ 로 대체될 수 있다. 즉,

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{e}_1 = 1 \quad (13)$$

가 된다. Lagrange multiplier를 이용하여 식 (13)을 풀면 가중치 벡터 \mathbf{w} 에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_{ECMV} = \frac{\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{e}_1}{\mathbf{e}_1^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{e}_1}. \quad (14)$$

이것을 고유벡터 제한 MV 빔형성 기법 (Eigen-Constraint Minimum Variance Beamformer)의 가중

치 벡터로 부르도록 하겠다. 따라서 최종 어레이 출력은

$$y(t) = \mathbf{w}_{ECMV}^H \mathbf{x}(t) = \sum_{n=1}^N w_n^* x_n(t) \quad (15)$$

가 된다.

IV. 실험

제안된 ECMV 빔형성 기법의 성능 분석은 상관 간섭신호가 존재하는 경우에 대해 평가한다. 32개의 센서 개수를 지니는 등간격 선형 어레이를 고려해보자. 인접한 두 센서간 간격은 1cm로 두었으며, 목적신호, 상관 간섭신호 그리고 비상관 간섭신호는 원거리 신호로서 어레이에 입사하는 환경을 가정하였다. 목적신호와 상관 간섭신호는 각각 42도와 5도에서 입사하는 30 Hz 사인파이고, 비상관 간섭신호는 -20도에서 입사하는 50Hz 사인파로 두었다. 그리고 잡음 성분은 백색 가우시안 잡음으로 가정하였다. 실험에 사용된 샘플링 주파수는 100Hz로 하였다.

그림 2에서 보여지듯이, 우리는 어레이가 비상관 간섭신호와 백색 잡음을 2.56초동안 받아들이고(A구역), 이후 1초동안은 목적 신호가 더해져서 받아들여지며(B구역), 마지막으로 상관 간섭신호까지 더해진 모든 신호 목적신호, 비상관 간섭신호, 상관 간섭신호, 백색잡음을 받아들이는 환경을 고려하였다(C구역). 20번의 독립적인 실험을 통하여 MV 빔형성 기법과 ECMV 빔형성 기법의 성능을 분석하였다.

Case 1) 5dB의 목적신호, 5dB의 비상관 간섭신호, 0dB의 상관 간섭신호가 어레이에 입사되는 경우

이 경우 상관 목적신호는 상대적으로 낮은 파워를 지니고 있다. 그림 3의 (a)부터 (c)는 각각 $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{d}(t)$ and $\mathbf{u}(t)$ 를 나타낸다. MV 빔형성 기법의 경우 그림 4와 같이 C구역에서 목적신호는 완전히 사라지는 현상이 발생한다. 따라서 MV 빔형성 기법은 상관 간섭신호가 존재하지 않는 B구역에서만 사용가능하다. 그러나 그림 5는 ECMV 빔형성 기법이 목적신호 제거 문제를 성공적으로 해결할 수 있음을 보여준다.

Case 2) 5dB의 목적신호, 5dB의 비상관 간섭신호, 4dB의 상관 간섭신호가 어레이에 입사되는 경우

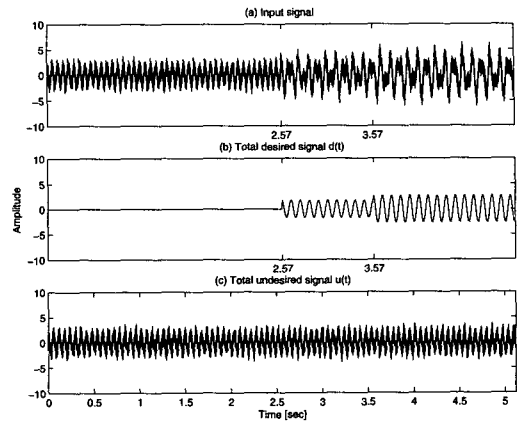


그림 3. 어레이에 입사되는 신호 (상관 간섭신호 : 0dB)
Fig. 3. Received signal (correlated interference : 0dB).

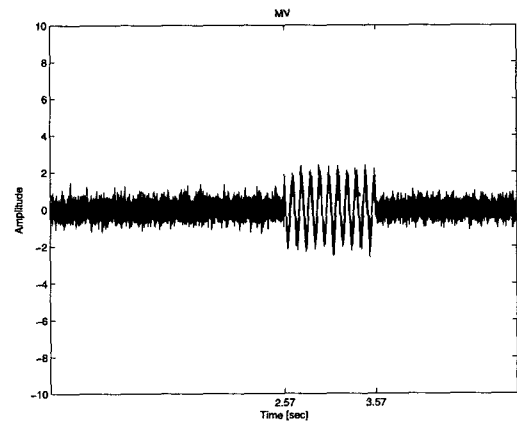


그림 4. MV 빔형성 기법의 출력신호
Fig. 4. MV beamformer output.

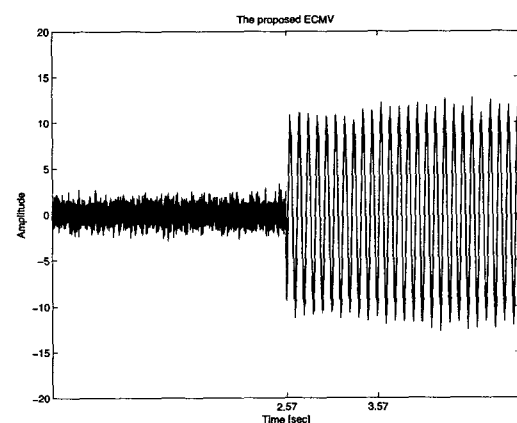


그림 5. 제안된 ECMV 빔형성 기법의 출력신호
Fig. 5. The proposed ECMV beamformer output.

이 경우 상관 목적신호는 상대적으로 높은 파워를 지니고 있다. 그림 6-그림8에서 보여지듯이, 이 경우에도 case 1과 비슷한 결과를 얻을 수 있다. C구역에서 제안된 ECMV 빔형성 기법은 목적신호와 상관 간섭신호를

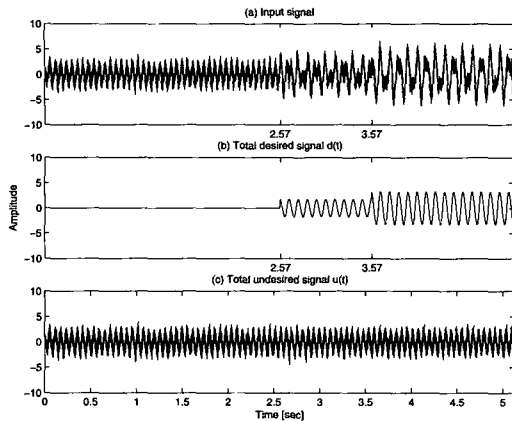


그림 6. 어레이에 입사되는 신호 (상관 간섭신호 : 4dB)
 Fig. 6. Received signal (correlated interference : 4dB).

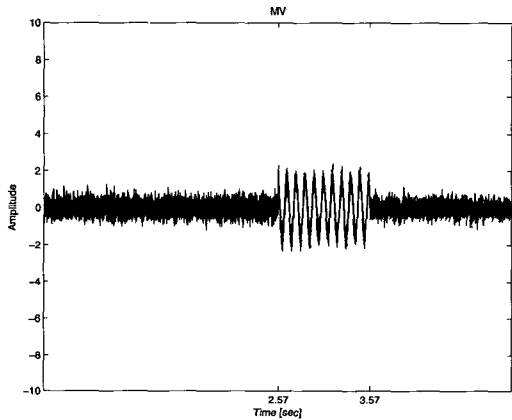


그림 7. MV 빔형성 기법의 출력신호
 Fig. 7. MV beamformer output.

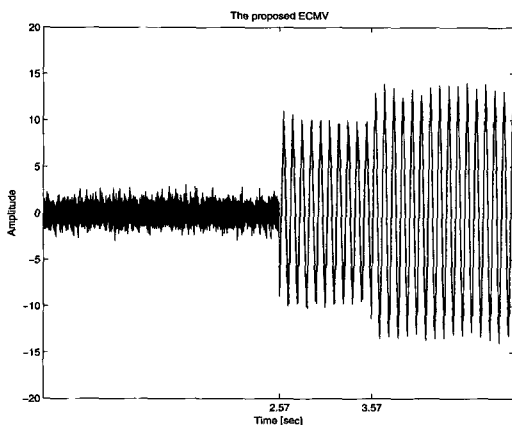


그림 8. 제안된 ECMV 빔형성 기법의 출력신호
 Fig. 8. The proposed ECMV beamformer output.

위상성분을 맞추어 더해준다. 따라서 0dB 상관 간섭신호가 더해진 그림 5의 출력 신호보다 4dB 상관 간섭신호를 더해준 그림 8의 C구역 값이 더 높은 값을 보여준다.

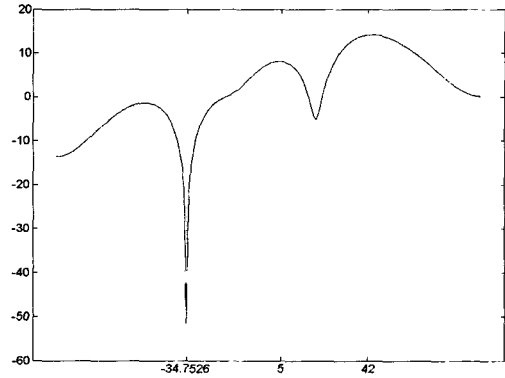


그림 9. ECMV 빔형성 기법의 빔패턴
 Fig. 9. The beampattern of the ECMV beamformer in case 2.

그림 9는 Case 2에 대한 ECMV 빔형성기법의 빔패턴을 보여준다. 그림에서 보여지듯이 비상관간섭신호 방향, 즉 $5/3 * \sin(-20^\circ) = -34.7526^\circ$, 으로는 깊은 널(null)을 형성하면서 총 목적신호 성분 벡터 방향, 즉 42도와 0도로는 빔을 형성하는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 목적신호와 상관 간섭신호를 위상 성분을 맞추어 더해줄 수 있는 MV 빔형성 기법의 새로운 알고리즘을 제안하였다. 제안된 ECMV 빔형성 기법은 목적 신호 성분만을 추출해낸 고유벡터에 대한 제한식을 이용하여 어레이 출력을 최대화한다. 모의 실험 결과에 의해 제안된 ECMV 빔형성 기법은 상관 간섭신호가 존재하는 경우 발생하는 목적 신호가 제거되는 문제를 간섭신호에 대한 어떠한 사전정보없이 성공적으로 해결할 수 있음을 보여주었다.

참 고 문 헌

[1] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, "Beamforming: A versatile Approach to Spatial Filtering," *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4-22, april, 1988.
 [2] J. Capon, "High-Resolution Frequency Wave-number Spectrum Analysis," *Proc. IEEE*, vol. 57, pp. 1408-1418, Aug. 1969.
 [3] B. Widrow, K. M. Duvall, R. P. Gooch, and W. C. Newman, "Signal Cancellation Phenomena in Adaptive Antennas: Causes and Cures," *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, vol. AP-30, no.

- 3, pp. 469-478, May 1982.
- [4] J.F. Yang and M. Kaveh, "Coherent Signal-Subspace Transformation Beamformer," *IEE Proc.*, vol. 137, no. 4, pp. 267-275, Aug. 1990.
- [5] V. U. Reddy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Performance Analysis of the Optimum Beamformer in the Presence of Correlated Sources and Its Behavior Under Spatial Smoothing," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. ASSP-35, no. 7, pp. 927-936, July 1987.
- [6] A. Zeira and B. Friedlander, "Interpolated Array Minimum Variance Beamforming for Correlated Interference Rejection," *ICASSP-96*, pp. 3165-3168, May 1996.
- [7] D. B. Ward, "Technique for Broadband Correlated Interference Rejection in Microphone Arrays," *IEEE Trans. on SAP*, vol. 6, no. 4, pp. 414-417, July 1998.
- [8] A. F. Naguib, *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*, Ph.D thesis, Stanford University, Aug. 1996.
- [9] S. U. Pillai, *Array Signal Processing*, New York, NY: Springer Verlag, 1989.

 저 자 소 개



김 승 일(학생회원)
 1998년 연세대학교 전자공학과
 학사졸업.
 2000년 연세대학교 전자공학과
 석사졸업.
 2000년~현재 연세대학교 전자
 공학과 박사과정

<주관심분야: 어레이 신호처리, 음성전처리, 입체
 음향, 소나신호처리>



이 충 용(정회원)
 1995년 Georgia Institute of
 Technology 박사 졸업.
 1996년~1997년 삼성전자.
 1997년~현재 연세대학교
 전기전자공학과 부교수.
 <주관심분야: 통신 신호처리, 어
 레이 신호처리, MIMO 시스템 >