

Cyclostationary 성질을 이용한 블라인드 어레이 빔 형성기

정회원 박 상 용*, 김 기 만*

Blind Array Beamformer using Cyclostationary Property

Sang-Yong Park*, Ki-Man Kim* *Regular Members*

요 약

최근 이동 통신 및 위성통신 시스템에서 용량을 증가시키고 간섭 신호의 영향을 감소시키기 위해 여러 가지 어레이 빔 형성 기법들이 제안되어 왔다. 본 논문에서는 블라인드 어레이 빔 형성기를 제안한다. 빔 형성기의 최적 계수 벡터는 수신신호의 자기 상관 행렬, 수신 신호 벡터와 원하는 사용자의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호 벡터 사이의 상호 상관 행렬로부터 계산되어진다. 이때 통신신호의 cyclostationary 성질을 이용하며 빔 형성기 출력단에서의 신호 대 잡음비를 최대화하는 기준으로 계수들을 계산한다. 제안된 방법과 기존의 방법들 사이의 성능을 비교하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

ABSTRACT

In recent years, in order to increase the capacity and to suppress co-channel interference in mobile cellular and satellite communication systems, various array beamforming techniques have been proposed. In this paper, we propose a blind array beamformer. The Beamformer's optimum weight vector is calculated from auto-correlation matrix of the received signals and cross-correlation matrix between the received signal vector and the received signal vector which shifted to the cyclic frequency of the desired signal vector. The proposed method utilizes the cyclostationary properties of the communication signal, and has the constraints that maximize output SNR(Signal-to-Noise Ratio). We performed computer simulations to compare the performances between the proposed method and the conventional methods.

I. 서 론

최근 통신 수요가 급증하면서 글로벌스타, 이리돔, 오디세이와 같은 저궤도 위성을 이용한 통신 서비스가 시행될 예정이다. 그러나 수백 개의 위성이 설치되면서 위성간 간격이 좁혀지고 인접 위성간 간섭현상이 발생할 가능성이 높아지게 되었다. 이러한 간섭 현상을 감소시키기 위한 방법으로 각종 다이버시티(diversity)기법이 적용될 수 있는데 그 중 공간 다이버시티 기법 즉 빔 형성 기법에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다^[1].

그러나 과거에 연구된 빔 형성 기법에서는 원하

는 신호의 입사 방향을 미리 정확히 알고 있어야만 정상 동작하였으나 근래 이 방향을 모르더라도 빔 형성을 할 수 있는 블라인드 기법이 소개되고 있다.

안테나 어레이는 마이크로웨이브 수신 시스템에서 대부분의 신호가 인접 채널간 간섭에 의해 특성이 열화되는 경우에 원하는 신호를 얻어내는데 유용하게 사용된다. 지금까지 개발된 블라인드 어레이 알고리즘에는 몇 가지가 있다. 먼저 property restoral 기법으로써 이것은 어레이 출력 신호에서 SOI(Signal-of-Interest)특성을 복원하기 위한 기법이다. 여기에는 대부분의 통신 신호(FM, PSK, FSK, GMSK등의 변조 형태를 가지는 신호)가 갖는 낮은

* 한국해양대학교 전파공학과(psy1@netian.com)
논문번호 : 98366-0819, 접수일자 : 1998년 8월 19일

modulus variation을 이용한 constant modulus 알고리즘이 있다^{[2][3]}. 그리고 spatial-coherence exploitation 기법이 있는데, 이것은 어레이에 의해 수신된 신호에서 이미 알고있는 spatial-coherence 특성을 이용하는 기법이다^[4]. 마지막으로 본 논문에서 다루고자 하는 통신 신호의 특징 가운데 하나인 cyclostationarity를 이용한 방법이 있다. 즉 FM, PSK, FSK, GMSK와 같은 많은 통신 신호들은 cyclic 주파수라고 불리는 주파수 간격만큼 상관함수가 반복되는 성질을 갖고 있는데 이 상관성을 이용하여 빔을 형성하게 된다. 이러한 cyclic 주파수는 통신 신호의 종류 및 baud rate, carrier 주파수 등과 같은 파라미터들에 의해 결정되어진다. 초기에는 아날로그 이동 통신인 AMPS 시스템에 적용하기 위해 개발되었으나 근래 GSM이나 DECT와 같이 GMSK 변조를 사용하는 시스템에도 적용 가능하게 되었다^{[11][12]}. Cyclostationary 성질을 이용하는 방법의 대표적인 것으로 Gardner가 제안한 SCORE (Self-COherence-REstoral) 알고리즘^[5], Wu와 Wong이 제안한 CAB(Cyclic Adaptive Beamforming) 및 C-CAB(Constrained-CAB) 알고리즘^[6] 등이 있다. SCORE 알고리즘의 경우는 같은 조건하에서 수렴 속도가 느리고 출력 SINR (Signal-to-Interference plus Noise Ratio)이 낮으며 계산량이 많다는 단점이 있고 CAB 알고리즘은 간섭신호의 억압을 고려하지 않음으로 해서 강한 간섭신호가 존재할 경우에 성능이 떨어지며 C-CAB 알고리즘은 최적 계수 벡터가 수신신호의 자기상관 행렬과 원하는 신호 벡터의 변화에 대해 불안정하다는 단점이 있다^[6].

이에 본 논문에서는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호를 이용하여 간섭신호와 잡음 성분으로부터만 구성되는 행렬을 구하고 이를 이용하여 계수벡터를 구하였다. 계수벡터는 빔 형성기 출력단에서의 신호 대 잡음비를 최대화하는 기준을 사용하여 구한다. 제안된 방법의 성능을 여러개의 BPSK 신호가 존재하는 환경 하에서 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다.

II. Cyclostationarity를 이용한 빔 형성기

1. 신호 모델링과 cyclostationarity 특성

$x(t)$ 를 M개의 안테나 어레이로부터 수신된 데이터의 $M \times 1$ 복소 벡터라고 한다면 벡터 $x(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(t) = \sum_{k=1}^K d(\theta_k) s_k(t) + i(t) + n(t) \quad (1)$$

이때 K 는 다중경로의 수이며, $s_k(t)$ ($k=1, 2, \dots, K$)는 입사각 θ_k 로 부터 입사되는 협대역 신호이고, $d(\theta_k)$ 는 θ_k 에서의 신호 벡터, $i(t)$ 는 협대역 간섭 신호의 결합으로 이루어진 $M \times 1$ 벡터, 그리고 $n(t)$ 는 잡음의 $M \times 1$ 벡터이다. 여기서, 원하는 신호의 입사방향과 간섭신호의 입사방향은 서로 다르다고 가정한다.

빔 형성의 목적은 k 번째 원하는 사용자의 신호를 얻기 위한 계수 벡터 w_k 를 구하는 것으로써 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\hat{s}_k(t) = w_k^* x(t) \quad (2)$$

이때 $\hat{s}_k(t)$ 는 $s_k(t)$ 의 추정치이고 $*$ 은 conjugate transpose이다. 신호 $s(t)$ 의 cyclic correlation (CC) 함수와 cyclic conjugate correlation (CCC) 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \phi_{ss}(\tau, a) &\equiv \overline{[s(t)s^*(t+\tau)e^{-j2\pi a\tau}]_{\infty}} \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N s(t)s^*(t+\tau)e^{-j2\pi a\tau} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\phi_{ss^*}(\tau, a) \equiv \overline{[s(t)s(t+\tau)e^{-j2\pi a\tau}]_{\infty}} \quad (4)$$

이때 $\overline{[\cdot]_{\infty}}$ 는 무한 관찰주기동안의 시간평균이고, $*$ 는 complex conjugate이다. 만약 CC 함수나 CCC 함수가 시간천이 τ 와 주파수천이 a 에서 영이 아니라 한다면 그 신호는 cyclostationary 성질을 갖는다고 한다. 신호가 Cyclostationary인 경우에 주파수천이 a 를 cycle 혹은 conjugate cycle frequency라 한다. 이때 $a=0$ 는 모든 신호의 경우에 대해 CC 함수의 일반적인 cycle frequency이고, CC 함수는 $x(t)$ 의 autocorrelation이다^[6]. 예를 들어, f_b 와 f_c 를 BPSK 신호의 baud rate와 carrier frequency offset이라 한다면 신호의 cycle frequency는 $a = lf_b \neq 0$ 이고, conjugate cycle frequency는 $a = \pm 2f_c + lf_b$ ($l=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)이다^{[7][8]}.

CC 함수의 개념을 확장하여 신호 벡터에 적용하면 신호 벡터 $x(t)$ 의 CC 행렬과 CCC 행렬은 다음과 같이 cross-correlation 행렬로 나타낼 수 있다.

$$R_{xx} = \begin{cases} \Phi_{xx}(\tau, a) & \text{if } u(t) = x(t+\tau)e^{j2\pi a\tau} \\ \Phi_{x^*x^*}(\tau, a) & \text{if } u(t) = x^*(t+\tau)e^{j2\pi a\tau} \end{cases} \quad (5)$$

일반적으로 $\Phi_{xx}(\tau, \alpha)$ 나 $\Phi_{xx^*}(\tau, \alpha)$ 의 측정은 N 샘플의 유한한 수의 평균으로써 다음과 같이 얻어진다^[6].

$$\widehat{R}_{xu} = \begin{cases} \widehat{\Phi}_{xx}(\tau, \alpha) = \frac{1}{N} \overline{[x(t) x^*(t+\tau) e^{-j2\alpha\tau}]_N} \\ \widehat{\Phi}_{xx^*}(\tau, \alpha) = \frac{1}{N} \overline{[x(t) x^T(t+\tau) e^{-j2\alpha\tau}]_N} \end{cases} \quad (6)$$

2. Least-Squares(LS) SCORE 알고리즘⁽⁵⁾
 먼저 기준신호 $r(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$r(t) = c^H x^{(*)}(t-\tau) e^{j2\alpha\tau} \quad (7)$$

이때 벡터 c 는 제어 벡터^[5]이고, $(*)$ 는 식 (4)에 정의된 conjugate self-coherence가 프로세서에 의해 다시 사용되었을 때 적용된다. 만약 $x(t)$ 가 (1)식과 같이 주어지고 $s(t)$ 가 frequency separation α 에서 식 (3)과 식 (4)에 정의된 함수 값이 0이 아닌 유일한 수신신호라고 가정한다면, 원하는 신호가 단일 경로를 통해 수신되는 경우에 $r(t)$ 를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$r(t) = d(t)s(t) + \hat{\lambda}(t) \quad (8)$$

이제 LS-SCORE 알고리즘의 비용함수는 다음과 같다

$$F_{sc}(w; c) \equiv \langle |y(t) - r(t)|^2 \rangle_T \quad (9)$$

이때 $y(t) = w^H x(t)$ 이고, $\langle \cdot \rangle_T$ 는 $[0, T]$ 사이의 시간 평균을 나타낸다. 즉 LS-SCORE 알고리즘은 빔 형성기 출력과 기준신호 사이의 오차의 파워를 최소화한다. 따라서 식 (9)를 최소화하는 LS-SCORE 알고리즘의 최적해는 다음과 같다.

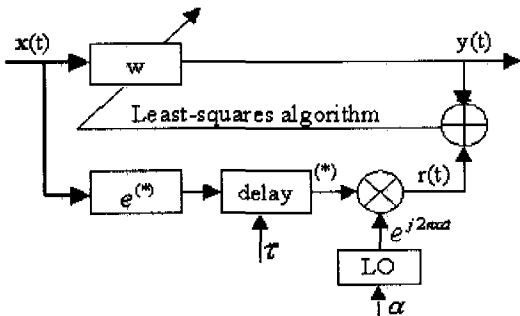


그림 1. Least-squares SCORE 프로세서.

$$w_{sc} = \widehat{R}_{xx}^{-1} \widehat{R}_{xr} \quad (10)$$

이때 \widehat{R}_{xx} 와 \widehat{R}_{xr} 은 $[0, T]$ 구간에서 계산된 auto correlation과 cross correlation이다. 그림 1에 LS-SCORE 알고리즘의 block diagram을 나타내었다^[5].

3. CAB 알고리즘⁽⁶⁾

식 (1)과 (5)로부터 데이터 벡터 $x(t)$ 와 이의 주파수 컨이된 $u(t)$ 는 신호 $s_k(t)$ 와 $s_k(t+\tau)e^{j2\alpha\tau}$ 를 포함하고, 신호의 cycle frequency α_k 에서 높은 correlation 값을 가진다. 따라서 스칼라 신호 $\hat{v}_k(t) = c_k^* u(t)$ 라 한다면 그들은 (2)의 스칼라 $\hat{s}_k(t)$ 와 같이 w_k 와 c_k 가 존재하고 $\hat{v}_k(t)$ 는 α_k 에서 높은 correlation 값을 갖는다. 이때 결과신호 $\hat{s}_k(t)$ 는 원하는 신호 $s_k(t)$ 의 측정값이라 할 수 있다. CAB 알고리즘을 얻기 위해 cycle frequency가 α 인 원하는 사용자를 가정하고, 그때의 값을 알고 있으며 간섭들과는 다르다고 가정한다. 이때 $\phi_{sv}(\tau, \alpha)$ 를 식 (6)에 정의된 것과 같은 $\hat{s}_k(t)$ 와 $\hat{v}_k(t)$ 사이의 CC 함수라면, CAB 알고리즘의 최적해는 w 와 c 의 진폭을 제한하면서 $\phi_{sv}(\tau, \alpha)$ 를 최대로 하는 다음과 같은 기준을 사용하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{w, c} \phi_{sv}(\tau, \alpha) &= \max_{w, c} \left| \frac{w^* x(t) u^*(t) c}{N} \right|^2 \\ &= \max_{w, c} |w^* \widehat{R}_{xu} c|^2 \\ &= \max_{w, c} w^* \widehat{R}_{xu} c c^* \widehat{R}_{xu} w \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)의 w 와 c 의 해는 Lagrange multiplier 방법을 이용하여 다음 함수를 최대화함으로서 얻을 수 있다.

$$F_c(w, c) = w^* \widehat{R}_{xu} c c^* \widehat{R}_{xu} w - \mu(w^* w - 1) - \mu'(c^* c - 1) \quad (12)$$

여기서 μ 와 μ' 은 Lagrange multipliers 이다. 식 (12)를 w 와 c 에 대해 미분하여 0으로 두고 정리하면 다음과 같은 값을 얻을 수 있다.

$$\widehat{R}_{xu} \widehat{R}_{xu}^* w = \xi w \quad (13)$$

$$\widehat{R}_{xu}^* \widehat{R}_{xu} c = \xi c \quad (14)$$

여기서 ξ 는 양수이다. 이때 w 와 c 의 최적의 선택은 각각 \widehat{R}_{xu} 의 최대 singular value ξ_{\max} 에 해당하

는 left 와 right singular 벡터에 해당한다. 즉, w c 의 최적의 선택은 다음과 같다.

$$w^* \widehat{R}_{xx} c = \zeta_{\max} \quad (15)$$

계수 벡터 w 는 식 (15)로부터 얻어진다. 즉 그 값은 \widehat{R}_{xx} 행렬의 최대 고유치에 해당하는 고유벡터가 된다. 원하는 신호가 선택된 cycle frequency에서 간섭과의 correlation이 없다고 가정하면 계수 벡터 w_{CAB} 은 $d(\theta)$ 에 비례한다^[6].

$$w_{CAB} \propto d(\theta) \quad (16)$$

4. C-CAB 알고리즘^[6]

간섭신호들을 제거하기 위해서 linearly constrained minimum variance(LCMV) 빔 형성 알고리즘이 사용되었다^[9]. LCMV의 기본이론은 빔 형성의 출력 파워를 최소화하는 계수 벡터 w 를 구하는 것이다. 단, 원하는 신호의 방향에 대해 $d(\theta)^* w = 1$ 을 만족해야 한다. 그러나 블라인드 어레이 빔 형성인 경우에 원하는 신호의 입사각도를 모른다. 따라서 LCMV 알고리즘을 위한 조건을 사용할 수 없으므로 LCMV 알고리즘에서 요구되는 조건을 사용하기 위해서 CAB알고리즘을 먼저 수행하여 얻은 계수 벡터 w_{CAB} 을 이용한다. 따라서 제한조건에서 w_{CAB} 대신에 $d(\theta)$ 를 사용할 수 있고 다음 식에 의해 출력 파워를 최소화 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_w w^* \widehat{R}_{xx} w &= \min_w w^* \overline{[x(t) x^*(t)]_N} w, \\ w_{CAB}^* w &= 1 \end{aligned} \quad (17)$$

그리고 Lagrange multiplier를 이용하면 최적 계수 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$w_{CCAB} = \widehat{R}_{xx}^{-1} w_{CAB} \quad (18)$$

w_{CAB} 은 $d(\theta)$ 를 측정하는 것과 같으며, C-CAB 빔 형성 알고리즘은 신호의 실제 DOA에 대한 사전 지식을 요구하지 않으면서 LCMV 빔 형성 기법과 거의 같은 성능을 가진다.

III. 출력 신호 대 잡음비를 최대화하는 방법

빔 형성기의 계수를 구하기 위한 최적화 방법 가

운데 출력 SINR을 최대화하는 빔 형성 기법에서는 계수 벡터를 결정하기 위해 다음의 기준을 사용하였다^[10].

$$\max_w \frac{|w^* d(\theta)|^2}{w^* R_{nn} w}$$

$$\text{subject to } \frac{|w^* d(\theta)|^2}{w^* w} = \delta \text{ and } w^* d(\theta) = 1 \quad (19)$$

이때 R_{nn} 는 간섭 신호와 잡음 성분만의 autocorrelation 행렬이고, δ 는 양수이다. 이 빔 형성기의 해는 다음과 같다^[10].

$$w \propto (R_{nn} + \gamma I)^{-1} d(\theta) \quad (20)$$

이때 γ 는 $|w^* d(\theta)|^2 / w^* w = \delta$ 의 제한조건을 위한 Lagrange multiplier이다. 이것은 R_{nn} 와 $d(\theta)$ 의 변화에 대해 강하기 때문에, R_{nn} 와 $d(\theta)$ 의 추정이 가능할 때 cyclic 빔 형성에 적합하다. 하지만 이 빔 형성 기법을 적용하기 위해서는 R_{nn} 를 추정해야 한다.

R_{nn} 를 얻기 위해서, 원하는 신호와 간섭 신호 사이에 correlation이 없다고 가정한다면 $R_{xx} = R_{ss} + R_{nn}$ 로 나타낼 수 있고 신호의 길이가 제한된 경우에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\widehat{R}_{nn} \approx \widehat{R}_{xx} - \widehat{R}_{ss} \quad (21)$$

본 논문에서는 계수 벡터를 다음의 방법으로 구할 것을 제안하였다.

$$w = \widehat{R}_{nn}^{-1} w_{CAB} \quad (22)$$

$$\widehat{R}_{nn} = \widehat{R}_{xx} - \widehat{R}_{ss} \quad (23)$$

즉, 원하는 사용자 신호의 상관행렬 \widehat{R}_{ss} 대신에 수신신호와 원하는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호 사이의 cross-correlation 행렬 \widehat{R}_{nn} 를 사용한다. 이것은 수신신호와 원하는 사용자 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호사이에는 이상적인 경우 원하는 사용자 이외의 신호 사이에는 상관관계가 영이므로 원하는 사용자의 상관관계만 남게 되기 때문이다. 식 (1)에서 $K=1$ 이라면 수신 신호의 자기 상관 행렬 \widehat{R}_{xx} 와 상호 상관 행렬 \widehat{R}_{nn} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{R}_{xx} &= d(\theta_1) \widehat{R}_{ss} d^H(\theta_1) + \widehat{R}_{nn} + \sigma^2 I \\ &= d(\theta_1) \widehat{R}_{ss} d^H(\theta_1) + \widehat{R}_{nn} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\widehat{R}_{xx} = d(\theta_1) \widehat{R}_{ss}^a(\tau) d^H(\theta_1) \quad (25)$$

여기서 \widehat{R}_{nn} 는 간섭신호와 원하는 신호의 cyclic 주파수만큼 천이된 수신신호와와의 상호 상관 행렬이며, $\widehat{R}_{ss}^a(\tau)$ 는 원하는 신호의 cyclic 주파수 a 만큼 천이된 신호의 자기 상관 행렬이다. 식 (23)을 이용하면 다음과 같다.

$$\widehat{R}_{xx} - \widehat{R}_{nn} = d(\theta_1) (\widehat{R}_{ss} - \widehat{R}_{ss}^a(\tau)) d^H(\theta_1) + \widehat{R}_{nn} \quad (26)$$

따라서 $\widehat{R}_{ss} = \widehat{R}_{ss}^a(\tau)$ 라면 식 (26)이 성립하며, 실제의 경우 a 와 τ 값에 대해 만족한다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 고찰

제안된 방법의 성능을 고찰하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 환경은 BPSK 변조를 사용하여 원하는 신호가 0°에서 입사되고 간섭신호가 30°에서 입사될 때, 안테나 사이의 간격이 반파장인 6개의 어레이 안테나를 사용하여 신호를 수신하는 경우를 가정하였다. 그림 2는 원하는 신호의 cyclic 주파수를 0.2, 간섭신호의 cyclic 주파수를 0.125, 입력 SNR을 4dB로 하였을 때, CAB 알고리즘을 사용한 경우와 제안된 방법을 사용한 경우의 빔 패턴을 나타낸 것이다. 그림에서 제안된 방법이 CAB 알고리즘을 사용한 경우보다 간섭신호의 방향으로 더 깊은 null을 형성함으로써 간섭신호에 대해 강한 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 3은 원하는 신호의 cyclic 주파수를 0.2, 간섭신호의 cyclic 주파수를 0.125로 하였을 때, 입력 SNR에 따른 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타낸 것이다. BER성능을 보면 입력 SNR이 2dB이상인 경우에는 기존의 방법보다 우수한 BER 성능을 나타내고 있다. 그림 4는 입력 SNR이 4dB이고 원하는 신호의 cyclic 주파수가 0.2일 때, 안테나 수에 따른 BER 성능을 나타낸 것이다. 안테나의 수가 4개, 6개, 8개로 증가할수록 BER성능이 향상됨을 알 수 있다. 그림 5는 입력 SNR이 6dB이고 원하는 신호의 cyclic 주파수를 0.2, 간섭신호의 cyclic 주파수를 0.125로 하였을 때, 원하는 신호의 입사방향을 0°에서 5°까지 100,000개의 샘플을 0.0005°씩 변화시켜 가면서 나타낸 빔 패턴이다. 이때 10,000

개 단위로 하여 입사각이 0.5° 변화할 때마다 신호의 빔 패턴을 구하였다. 여기서 원하는 신호의 입사방향이 변화하여도 원하는 사용자 신호의 입사방향으로 빔이 형성됨과 동시에 간섭신호 방향으로는 null이 형성되고 있음을 알 수 있다.

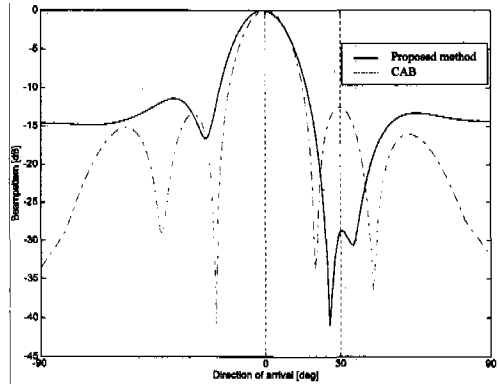


그림 2. 빔 패턴.

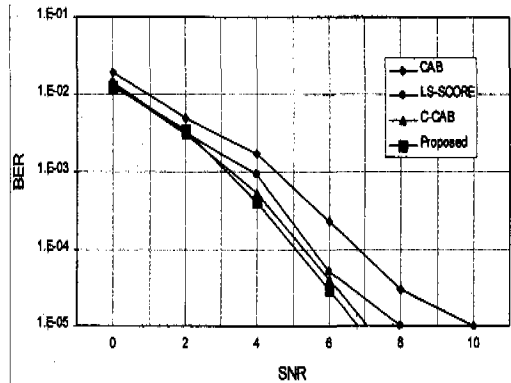


그림 3. 입력 SNR의 변화에 따른 BER 곡선.

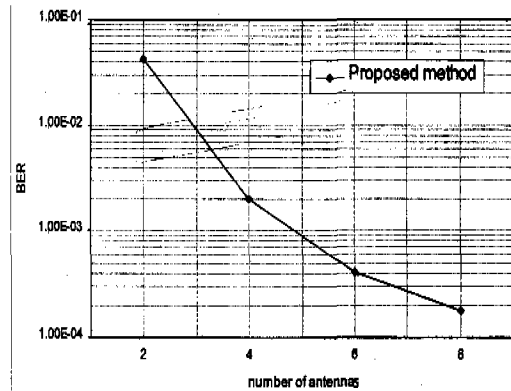


그림 4. 안테나 수의 변화에 따른 BER 곡선.

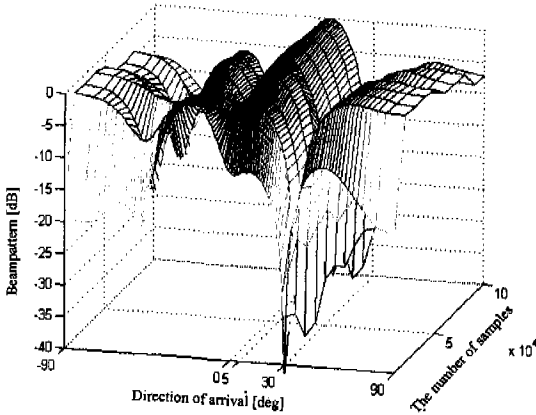


그림 5. 원하는 신호의 이동에 따른 빔 패턴.

V. 결론

본 논문에서는 간섭신호와 잡음 성분을 표현하는 행렬의 특성 변화에 강한 블라인드 빔 형성기를 제안하고 그 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 고찰하였다. 제안된 방법은 빔 형성기 출력단에서의 신호 대 잡음비를 최대화하는 최적화 기준을 사용하며, 이때 간섭신호 성분 행렬을 수신신호의 자기 상관 행렬과 수신신호 및 원하는 사용자의 cyclic 주파수만큼 천이된 신호 사이의 상호 상관 행렬로부터 구하였다. 그 결과 빔 패턴에서는 기존의 방법에 비해 간섭신호의 방향으로 더 깊은 널을 형성하였고, BER 측면에서는 입력 SNR이 2dB 이상인 경우에 대해 기존의 방법보다 낮은 BER 폭선을 나타내었다. 그리고 원하는 사용자가 이동하는 경우에는 원하는 사용자의 이동 방향으로 빔을 형성하였고 간섭신호의 방향으로는 깊은 널을 형성하였다.

앞으로는 시시각각 변화하는 환경에 능동적으로 대처하기 위한 적응 알고리즘 구현에 대해 연구되어야 할 것이며 아울러 다경로 및 페이딩 환경 하에서 효율적으로 동작할 수 있는 방법이 연구되어야 한다.

참고 문헌

[1] B.D. Van Veen and K.M. Buckley, "Beamforming: A versatile approach to spatial filtering," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, Magazine*, pp. 4-24, Apr. 1988.

[2] J.R. Treichler and B.G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-31, pp. 459-472, Apr. 1983.

[3] R.P. Gooch and J. Lundel, "The CM array: An adaptive beamformer for constant modulus signals," in *Proc. 1986 Int. Conf. on Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, pp. 2523-2526, 1986.

[4] L.J. Griffiths and M.J. Rude, "The P-vector algorithm: A linearly constrained point of view," in *Proc. 20th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, pp. 457-461, 1986.

[5] Brian G. Agee, Stephan V. Schell and W.A. Gardner, "Spectral self-coherence restoral: A new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays," *Proc. IEEE*, vol. 78, pp. 753-767, Apr. 1990.

[6] Qiang Wu and Don Max Wong, "Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 44, pp. 2757- 2767, Nov. 1996.

[7] W.A. Gardner, "Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals," *IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Processing Mag.*, pp. 14-36, Apr. 1991.

[8] _____, *Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.

[9] O. L. Frost, III, "An algorithm for linearly constrained adaptive array proc.," *roc. IEEE*, vol. 60, pp. 926-935, Aug. 1972.

[10] H. Cox, R.M. Zeskind, and M.M. Owen, "Robust adaptive beam forming," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-35, pp. 1365-1376, Oct. 1987.

[11] J. Litva and T. K-Y. Lo, *Digital beamforming in wireless communications*, Artech House, 1996.

[12] R. Ho, *Implimentation of cyclic beamforming techniques on mobile communication systems*, Master's thesis, McMaster Uni-