

# 최대 고유치 문제의 해를 이용한 적응 안테나 어레이와 CDMA 이동통신에의 응용

正會員 吳 延 昊\*, 尹 東 雲\*, 崔 勝 元\*

## Design of Adaptive Array Antenna for Tracking the Source of Maximum Power and Its Application to CDMA Mobile Communication

Jeongho Oh\*, Dongun Yun\*, Seungwon Choi\* *Regular Members*

※본 논문은 대학 기초 연구의 과제로써 정보통신연구관리단의 지원을 받고 있음.

### 요 약

본 논문은 적응적으로 빔패턴을 형성하는 방법을 제안한다. 제안 방법은 원하는 신호가 각 간섭신호에 비하여 파워가 현저히 크다는 조건하에서 - 정상적인 CDMA 이동통신에서 이 조건은 칩상관기를 거친 후에 무조건 성립한다 - 신호대 잡음비(SNR)/신호대 간섭비(SIR)를 증가시키는 빔패턴을 제공하기 때문에 통신채널의 용량의 증가 및 통신품질 향상을 꾀할 수 있다. 제안 방법의 주요 장점은 다음과 같이 나열할 수 있다: (1) 학습신호나 학습기간이 필요없다, (2) 신호간의 상관성으로 인하여 성능이 나빠지거나 절차가 복잡해지지 않는다, (3) 어레이를 구성하는 안테나의 수가 도달하는 신호들의 수보다 많지 않아도 된다, (4) 전체의 절차가 반복적이어서 신호원의 움직임으로 인하여 도달각이 변하는 경우에도 새로운 데이터로부터 새로운 빔패턴이 형성될 수 있다, (5) 전체 계산량이 기존 방법에 비하여 매우 작기 때문에, 매 스냅샷마다 실시간으로 빔패턴형성이 가능하다. 실제로, 새로운 웨이트를 구하는데 소요되는 계산량은  $N \times N$  크기( $N$ 은 어레이를 구성하는 안테나의 수)의 자기상관행렬을 갱신하는 과정을 포함하여  $O(3N^2 + 12N)$ 이다. 자기 상관 행렬을 매 스냅샷 마다의 순시신호벡터로 근사화시키면  $O(11N)$ 으로 줄어들게 된다.

### ABSTRACT

A novel method of adaptive beam forming is presented in this paper. The proposed technique provides for a sub-

optimal beam pattern that increases the Signal to Noise/Interference Ratio (SNR/SIR), thus, eventually increases the capacity of the communication channel, under an assumption that the desired signal is dominant compared to each component of interferences at the receiver, which is preconditionally achieved in Code Division Multiple Access (CDMA) mobile communications by the chip correlator. The main advantages of the new technique are: (1) The procedure requires neither reference signals nor training period, (2) The signal intercoherency does not affect the performance or complexity of the entire procedure, (3) The number of antennas does not have to be greater than that of the signals of distinct arrival angles, (4) The entire procedure is iterative such that a new suboptimal beam pattern be generated upon the arrival of each new data of which the arrival angle keeps changing due to the mobility of the signal source, (5) The total amount of computation is tremendously reduced compared to that of most conventional beam forming techniques such that the suboptimal beam pattern be produced at every snapshot on a real-time basis. The total computational load for generating a new set of weights including the update of an  $N$ -by- $N$  ( $N$  is the number of antenna elements) autocovariance matrix is  $O(3N^2 + 12N)$ . It can further be reduced down to  $O(11N)$  by approximating the matrix with the instantaneous signal vector.

## I. 도 입

지금까지 여러 종류의 적응 빔형성 방법들<sup>[1]-[6], [10]</sup>이 제시되어왔으며 그 대부분은 고유분리법에 근간을 두고 있다. 기존의 고유분리법에 근간을 두는 방법들은 해상 능력이 상당히 뛰어나지만, 막대한 계산량으로 인하여, 실시간 처리를 요(要)하는 분야에 응용하는데에는 어려움이 많다. 더우기, 이동통신 환경과 같이 신호 환경을 나타내는 각 인자들이 시간에 따라 변하는 경우에는 이 어려움은 더욱 커지게 된다. 따라서, 이 논문은 실시간으로 처리가 가능하게 하기 위하여, 적당한 계산량으로 통신시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 빔 형성 방법을 제안한다.

고유분리법에 근간을 두는 방법들은 대개 간섭신호가 도달하는 방향으로 널(Null)을 형성하고 원하는 신호가 도달하는 방향에는 일정한 이득을 줌으로써 간섭을 제거하는 것을 목적으로 한다. 이 경우에, 빔 패턴 형성 기준은 다음과 같다:

$$\text{Minimize } E\{\|\underline{w}^H \underline{x}(t)\|^2\} \quad \text{제한 조건: } \underline{w}^H \underline{a}(\theta_d) = 1. \quad (1)$$

여기서,  $\underline{x}(t)$ 는 수신신호벡터이고,  $\underline{a}(\theta_d)$ 는  $\theta_d$ 각으로 도달하는 신호의 방향벡터이며 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{a}(\theta_k) = [1 \ e^{-j\pi \sin \theta_k} \ \dots \ e^{-j(N-1)\pi \sin \theta_k}]. \quad (2)$$

또,  $\underline{w}$ 는 구하고자 하는 웨이트 벡터이다. 위의 기준을 사용하는 것은 다음의 3가지 이유로 인하여 너무 복잡해진다. 첫째, 제한 조건에서 보듯이, 빔형성기는 신호의 도달방향을 알고 있어야 한다. 그러나, 실제의 상황에서는 모든 신호의 도달각이 시변(時變)인 것이 때문에 알기 어려워서 방향탐지 과정이 포함되어야 하는데 이 과정 자체가 매우 복잡하다. 둘째, 신호들이 서로 상관되어 있을 경우에는 신호의 수만큼의 부(部)어레이를 필요로 한다. 만약 수신되는  $M$ 개의 신호가 완전히 상관되어 있을 경우에, 어레이의 신호행렬의 역행렬이 존재하기 위하여  $2M-1$ 개의 안테나로 구성되어야 한다. 셋째,  $\underline{w}$ 의 차원, 즉 각 부어레이를 구성하고 있는 안테나의 수는 도달하는 신호의 수보다 작지 않아야 한다. 이 조건이 성립되지 않을 경우에는 널링(Nulling)과정이 수학적으로 성립되지 않는다. 이동통신에서는 셀내에서 원하는 신호가 사용자 만큼의 상관된 간섭신호와 수신되는 것이 보통이다.

위의 불리한 점을 피하기 위하여, 이 논문은 다음의 기준을 채택할 것을 제안한다:

$$\text{Maximize } \underline{w}^H R \underline{w} \quad \text{subject to } \underline{w}^H \underline{w} = \frac{1}{N} \quad (3)$$

여기서,  $R$ 은 어레이의 입력신호의 자기상관 행렬이고,  $N$ 은 안테나의 수이다. 기준(3)은 신호의 방향에 관한 요소를 포함하고 있지 않다는 것에 주목할 필요가 있

다. 더우기, 기준(3)는 신호공간의 기저들의 선형결합인 해를 도출하는 것을 알 수 있다. 여기서, 신호란 원하는 신호와 간섭신호들을 총칭한다. 신호공간의 기저들은 각 신호의 도달각으로 형성되는 방향벡터들로 구성되기때문에, 해  $w$ 는 신호의 방향벡터의 선형결합의 정도에 따라 여러개의 주(主)로브(main lobe)를 형성한다. 그러나, 어레이의 수신단에서 원하는 신호가 각 간섭성분보다 현저히 클 때는 (3)의 해는 원하는 신호의 방향으로 월등히 큰 주 로브(main lobe)를 형성한다. 따라서, 원하는 신호의 파워가 간섭신호보다 훨씬 크다는 가정 -CDMA 이동통신 채널상에서 칩 상관으로 인하여 자동적으로 성립하는 가정이다- 하에서 이 기준은 원하는 신호의 방향으로 거의 1의 이득을 주고 간섭신호들의 방향으로는 작은 이득을 준다. 기준(3)의 장점은 두 부분으로 요약될 수 있다. 하나는 위의 절차가 미리 신호들에 관한 어떠한 정보를 필요로 하지 않는다는 것이고 다른 하나는 원하는 신호와 간섭신호들을 분리할 필요가 없기 때문에 신호간의 상관성으로 인한 문제가 사라져서 부어레이가 필요없다는 것이다.

(3)를 만족하는 해를 구하기 위하여, 이 논문은 자기상관행렬의 레일레이 퀴션트를 최대화하는 MCGM<sup>[1][2][11]</sup> (Modified Conjugate Gradient Method)의 절차를 제시한다.

## II. 최적의 웨이트

$M$ 개의 신호가  $N$ 개의 안테나가 반파장씩 떨어져서 선형적으로 나열되어 있는 어레이에 수신되는 상황을 고려해 보자.  $m$ 번째 안테나에서 De-spreader를 거친후에 수신된 신호는 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{-j(m-1)\pi \sin \theta_k} + n_m(t) \quad (4)$$

여기서,  $s_k(t)$ 는  $k$ 번째 신호원으로 부터 전송된 신호가 기준안테나에서 수신된 값이고,  $\theta_k$ 는  $k$ 번째 신호원의 도달각이며,  $n_m(t)$ 는  $m$ 번째 안테나에 더하여지는 잡음이다. 편의상 각 안테나들은 전방향안테나인 것으로 가정한다. 원하는 신호가 각 간섭신호보다 두드러지다는 가정하에서는 가장 큰 고유치의 고유벡터로 형성되는 웨이트는 원하는 신호의 방향벡터와

거의 일치하게 된다. 원하는 고유벡터는 IV절에서 MCGM에 의해 반복적인 방법으로 계산된다.

수신신호의 벡터 표현은 다음과 같다.

$$x(t) = A s(t) + n(t), \quad (5)$$

여기서,  $x(t)$ 와  $n(t)$ 는  $N \times 1$ 크기의 벡터로 아래와 같다.

$$x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_N(t)]^T \quad (6)$$

$$n(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \dots \ n_N(t)]^T \quad (7)$$

그리고,  $s(t)$ 는  $M \times 1$  벡터로 기준안테나에 도달하는 신호들로 구성되어 있으며 다음과 같다.

$$s(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \dots \ s_M(t)]^T. \quad (8)$$

$A$ 는  $N \times M$ 크기의 행렬로 그 각 열은  $\{a(\theta_k) \text{ for } k=1, 2, \dots, M\}$ 이다.

$\{\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M\}$ 와  $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$ 이 각각 신호의 자기상관행렬의 고유치와 이에 상응하는 정규화된 고유벡터라 하자. 그러면, 각 신호공간의 고유벡터들,  $e_k$  ( $k=1, 2, \dots, M$ )은 신호의 방향벡터들의 선형결합이다. 고유분리법에 근간하는 알고리즘은 도달각 추정을 위하여 잡음공간상의 고유벡터를 사용하는 반면에, 제안 방법에서는 최대고유치  $\lambda_1$ 에 해당하는 고유벡터  $e_1$ 이 어레이의 웨이트벡터로 사용된다. 가장 큰 고유치에 해당하는 고유벡터는 일반적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$e_1 = \sum_{k=1}^M \alpha_k a(\theta_k), \quad (9)$$

$$\text{위에서 } \alpha_k = \frac{1}{N^2} |a^H(\theta_1) a(\theta_k)|^2 \quad (<1 \text{ for } \theta_k \neq \theta_1). \quad (10)$$

여기서,  $\alpha_k$ 는 상수로 각 신호들의 크기와 도달각의 분포 등에 의해 결정되는 값이다. 일반적으로 식(9)로부터  $e_1$ 이 신호공간에 놓여있다는 사실외에는 어떠한 명확한 특성을 알아낼 수 없다. 그러나, 원하는 신호의 크기가 각 간섭신호보다 현저히 크다는 가정하에서, 식(9)는 다음과 같이 간단하고 유용한 형태로 근사된다.

$$e_1 \approx \underline{a}(\theta_1) \quad (11)$$

여기서,  $\theta_1$ 은 원하는 신호의 도달방향이다.

(9)~(11)의 식에 근거를 하여 논문에서 제안된 웨이트는 다음과 같다.

$$\underline{w} = \frac{1}{\sqrt{N}} e_1. \quad (12)$$

웨이트들이 (11)과 (12)에 근거하여 얻어질 때, 신호간이 상관성으로 인한 문제는 사라진다. 제안된 방법에서는 자기상관행렬은 매 데이터가 얻어질 때마다 갱신된다. 신호원들의 움직임이 있을 경우에, 수신 신호를 구성하는 신호원들의 도달각은 매 스냅샷마다 변동한다. 이럴 경우, 망각인자를 도입하여 자기상관행렬을 다음과 같이 계산한다:

$$R_x(k) = f R_x(k-1) + \underline{x}(k) \underline{x}^H(k) \quad (13)$$

여기서,  $R_x(k)$ 는  $k$ 번째 스냅샷후의 자기상관행렬을 나타내며 망각인자  $f$ 는  $0 \leq f < 1$ 이다.

### III. SNR/SIR 측면에서의 성능분석

II 절에서의 신호모델로부터  $k$ 번째 스냅샷일 때의 어레이의 출력은 다음과 같이 얻어진다.

$$y(kT) = \underline{w}^H \underline{x}(kT). \quad (14)$$

(5)와 (11)-(12)를 (14)에 대입하면, 어레이 출력은 다음과 같이 쓰여진다.

$$y(kT) \approx s_1(kT) + \frac{1}{N} \sum_{j=2}^M s_j(kT) \underline{a}^H(\theta_1) \underline{a}(\theta_j) + \frac{1}{N} \underline{a}^H(\theta_1) \underline{n}(kT) \quad (15)$$

(15)의 우변의 첫번째항은 원하는 신호이고 두번째, 세번째항은 각각 간섭과 잡음이다.

먼저 어레이 출력단에서의 SNR을 계산하기 위하여 잡음항을 고려해보자.

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{E[|s_1(kT)|^2]}{E\left[\frac{1}{N} \underline{a}^H(\theta_1) \underline{n}(kT)\right]^2} = N \frac{E[|s_1(kT)|^2]}{\sigma_n^2} \\ &= N\gamma \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,  $\sigma_n^2$ 과  $\gamma$ 는 각각 어레이 입력단에서의 잡음의 평균과 위와 SNR을 나타낸다. (16)에서 중요시해야 할 것은 웨이트들이 (12)에서와 같이 주어진다면 SNR은  $N$ 배 향상된다는 것이다. 따라서, 어레이의 잡음에 대한 면역성은 안테나의 갯수가 증가할 수록 선형적으로 향상된다.

어레이 출력단에서의 SIR은 (15)의 두번째항으로부터 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\text{SIR} = \frac{E[|s_1(kT)|^2]}{\sum_{j=2}^M \alpha_j E[|s_j(kT)|^2]}, \quad (17)$$

어레이 입력단에서의 SIR은 다음과 같다.

$$\text{SIR}_m = \frac{E[|s_1(kT)|^2]}{\sum_{j=2}^M E[|s_j(kT)|^2]} \quad (18)$$

위 식은  $j$ 번째 간섭신호에 대하여 SIR은  $\alpha_j (< 1)$ 란 소만큼 향상된다는 것을 의미하며  $\alpha_j$ 의 크기는  $|\theta_1 - \theta_j|$ , 즉 원하는 신호와 간섭신호간의 각의 차이에 의하여 결정되는 값이다. 특히,  $\underline{a}(\theta_1)$ 과  $\underline{a}(\theta_j)$ 가 수직일 때는 어레이 출력단에서 간섭신호는 완전히 제거된다. 같은 이유로, 간섭신호의 도달각이 원하는 신호의 도달각에 매우 근접해 있을 경우, 제안 어레이는 SIR에서의 향상을 거의 가져오지 못한다. SNR/SIR에 관한 위의 언급들을 요약하면, SNR의 향상은 (16)에서 보여지는 것처럼 안테나의 수에 비례하고, SIR의 향상은 (17)-(18)에 의하여 결정된다.

### IV. MCGM (Modified Conjugate Gradient Method)

이 절에서는 허미션행렬의 레일레이 퀴션트가 데이터의 갱신이 이루어질 때마다 최대가 되도록 하는데 필요한 수정된 CGM<sup>[9][11]</sup>의 적용절차를 요약하기로

한다. 알고리즘은 웨이트의 초기 추정치  $w(0)$ 로 시작하고 다음식에 의하여 갱신을 한다.

$$w(k+1) = w(k) + t(k) v(k) \quad (19)$$

여기서,  $k$ 번째 스냅샷일 때 갱신되는 적응이득  $t(k)$ 와 탐색방향벡터(search direction vector)  $v(k)$ 는 자기상관행렬  $R_x(k)$ 의 레일레이 퀴선트를 최대화함으로써 결정된다. (12)과 같이 새로 들어온 데이터로부터 갱신된 자기상관행렬의 레일레이 퀴선트가 최대값에 수렴할 때 까지 웨이트의 갱신은 계속된다.

레일레이 퀴선트를 최대화 또는 최소화하는 적응이득  $t(k)$ 의 값은 매 스텝마다  $R_x(k)$ 의 레일레이 퀴선트의 미분값이 0이 되도록 함으로써 구할 수 있다. 이것을 만족하는 적응 이득  $t(k)$ 는 [9]에서 나타난다. [9]에서 나타나는 적응이득의 양의 부호와 음의 부호는 각각 최소값과 최대값을 구하는 것에 해당하기 때문에, 음의 부호의 적응이득  $t(k)$ 를 선택하여 함수를 최대화시킨다.  $w(k)$ 는 매 갱신과정에서 정규화되도록 하는 것에 주의하여야 한다. 즉,  $w \leftarrow \frac{w}{\sqrt{\|w\|^2}}$ .

최대고유치를 계산할 때 생기는 순시오차를 나타내는 residue 벡터  $r(i)$ 는 다음식에 의하여 갱신된다.

$$r(k+1) = \lambda(k+1) w(k+1) - R_x(k) w(k+1) \quad (20)$$

여기서, 최대고유치에 대한 새로운 근사식은 아래식에 의하여 갱신된다.

$$\lambda(k+1) = w^H(k+1) R_x(k) w(k+1) \quad (21)$$

(20)에서 보여지는 residue 벡터  $r(k)$ 로부터, 탐색 방향 벡터  $v(k)$ 는 다음식에 의해 갱신된다.

$$v(k+1) = r(k+1) + \beta(k) v(k), \quad (22)$$

여기서, 스칼라양  $\beta(k)$ 는 다음과 같다.

$$\beta(k) = \frac{\|r(k+1)\|^2}{\|r(k+1)\|^2} \quad (23)$$

일단 웨이트들이 위에서 언급된 것과 같이 초기 데이

타를 사용하여 계산되면, 최적의 해는 원하는 신호와 간섭신호를 포함한 새로운 데이터를 사용하여 갱신된다. 이웃 스냅샷간의 도달각의 변화량은 스냅샷 주기와 송신기와 수신기간의 상대속도에 의해 결정되는데, 일반적으로 지상에서의 이동통신은 150 km/h를 초과하지 않는 것으로 간주된다. 예를 들어, 가입자가 어레이가 설치되어 있는 셀 싸이트로부터 100 m 떨어져 있고 이 가입자가 150 km/h의 속도로 움직일 때, 만약 스냅샷 주파수가 10 kHz라면 스냅샷사이의 각의 최대변화량은  $0.0024^\circ$ 이다. (20)-(23)와 (12)에서 각각 보여지는 것과 같이, 한 스냅샷 기간은 MCGM 과정에 요구되는 계산량,  $\approx O(2N^2 + 11N)$ 와 행렬의 갱신에 드는 계산량,  $O(N^2 + N)$ 에 의해 제한된다.

원하는 신호가 각 간섭신호들보다 훨씬 크다는 처음의 가정을 이용하면 자기상관행렬  $R_x(k)$ 는 하나의 순시신호벡터  $x(kT)$ 로  $R_x(k) = x(kT)x^H(kT)$ 와 같이 근사될 수 있다. 그러면, MCGM의 행렬갱신 과정은 사라지고 전체의 계산량은  $O(2N^2 + 11N)$ 대신에  $O(11N)$ 이 된다. V절에서는 자기상관행렬을 구성할 때 신호들에 가중치를 곱하여져 평균적으로 얻는 방법대신에 신호벡터의 순시치를 사용하여 성능을 보인다. 그리고, 어레이가 하나의 순시신호벡터  $x(kT)$ 로 단순화된 행렬로 설계된다면, 이 절에서 이미 언급했듯이, 계산량으로 인한 제약들이 크게 감소된다. 자기상관행렬을  $x(kT)$ 로 설정하는 것에 관한 자세한 사항은 다음 절에서 수치 결과와 함께 제시된다.

## V. CDMA 이동통신에서의 응용

$j$ 번째 신호원으로 부터 들어오는 신호를 수신하도록 설계된 수신기에서는 칩 코드  $q_j(t)$ 가 주파수 저역 변환후에 상관된다. 뚱기가 정확히 이루어졌다고 가정하면,  $m$ 번째 안테나에서 수신된 신호에 대한  $j$ 번째 칩 상관기의 출력은 (4)와 같은 형태이다.  $\xi_{kj}$ 를  $q_j(t)$ 의 칩 코드로 상관시킬 때 나타나는 코드들의 상관결과값이라 하면

$$\xi_{kj} = \int_0^{T_s} q_k(\tau) q_j(\tau) d\tau \quad \text{단, } k=1, 2, \dots, M. \quad (24)$$

칩 시퀀스의 상관결과값을  $\int_0^{T_s} q_j^2(\tau) d\tau = 1$ 이 되도록

정규화하면, CDMA 시스템이 타당하게 작동하기 위해서는  $k \neq j$ 인 임의의  $\zeta_{kj}$ 는 1보다 훨씬 작아야 한다. 만약 각 신호가 동일한 파워로 수신된다면, 상관기 출력단에서 나타나는 신호들의 파워는  $\zeta_{kj}$ 에 의해 비교해 볼 수 있다.

$j$ 번째 가입자로 부터의 신호를 수신하기 위한 상관기의 출력단에서는 칩 코드  $q_j(t)$ 와 수신신호들과의 상관 결과로 인하여  $\zeta_{jj}$ 이 매우 커져서, 이 값은  $k \neq j$ 일 때  $\zeta_{kj}$ 보다 훨씬 큰 것이 보통의 CDMA 시스템이라는 것을 명확히 이해해야 한다. 따라서, 제안 기술이 성립하기 위한 조건인 원하는 신호가 초기단계에서 각 간섭보다 훨씬 크다는 가정은 보통의 CDMA 이동통신 시스템에서 잘 만족된다.  $N$ 개의 상관기의  $N$ 개의 출력 라인은 매 스냅샷마다 (19)-(23)에 제시된 절차와 같이 MCGM에서 얻어진 웨이트 벡터들과 선형적으로 결합된다.

제안 어레이의 실제의 성능을 보여주기 위하여, 특별한 언급이 없이는 다음의 신호환경이 고려되었다: (1) 안테나의 수는 12이다, (2) 원하는 신호의 파워는 1이다, (3) 간섭은 매 스냅샷마다 랜덤한 각도로 입사하며 간섭의 수는  $(M-1)$ 은 20이다, (4) 각 간섭의 파워는 0.01이다, (5) 잡음의 파워는 0.1이다, (6) 원하는 신호원은 초기값  $0^\circ$ 로 입사하여 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$ 씩 도달각이 변하고 있다. 앞에서 주어진 환경은 SNR = 10dB, SIR = 6.99dB이고 S(N+I)R = 5.23dB라는 것은 쉽게 알 수 있다. Table 1은 도달각이 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$ 씩 변할 때, 제안 어레이의 SIR의 평균적인 향상과 빔 패턴의 추적 오차를 보인다. 실험에 의하면 많은 경우에서 어레이의 성능은 망각인자가 약 0.8~0.9일 때 가장 좋게 나타난다. Table 1에서 보여지는 평균 추적오차는 매 새로운 데이터 벡터에 대하여 MCGM을 한 번 갱신하여 얻은 것이다. 표에서 알 수 있는 바와 같이 망각인자를 1로 고정시키면 빔 분산값이 상대적으로 커지는데 이것은 매 스냅샷마다 과거의 신호의 성분을 갖기 때문에 이동하는 물체에 대하여는 비교적 큰 값의 빔 분산값을 갖는다.

12개의 안테나로 구성된 제안 어레이의 전체 성능은 그림 1에서 설명된다. 그림 1로 부터 다음을 알 수 있다: (1) (15)에서 주장한 것과 같이 SNR은 안테나의 수  $N$ 에 따라  $10 \log_{10} N$ 만큼 향상된다. (2) SIR은 (16)-(18)에서 보여지는 것과 같이 거의 9.23dB(=  $10 \log_{10}$

Table 1. 망각인자의 함수로서의 빔의 분산과 SIR의 평균적인 향상( $N=12$ , SNR=10dB, SIR=6.99dB, 스냅샷마다 각의 변화=0.01°). 각 값들에 대하여 10,000 스냅샷이 고려되었고, 이 때 20개의 간섭신호들의 도달각이 균일 분포로 랜덤하게 되었다.

망각 인자	빔의 분산 [degree]
0.0	0.094
0.1	0.054
0.2	0.047
0.3	0.049
0.4	0.052
0.5	0.054
0.6	0.048
0.7	0.033
0.8	0.026
0.9	0.026
1.0	8.365

$\frac{1}{0.117}$ )정도 균일하게 향상된다. 그림 1에서 보여지는 각 값들을 얻기 위하여 적어도 10,000번의 스냅샷이 취해졌으며, 원하는 신호의 도달각은 매 스냅샷마다  $0.01^\circ/\text{snapshot}$  만큼 증가한다. 제안 어레이는 SNR과 SIR에서 큰 향상을 가져오기 때문에, 그림 2에서 보여지는 것과 같이 비트오류율(BER)에서 큰 감소를 가져온다. 제안 어레이의 BER의 관점에서의 성능은 매우 좋은 결과를 보여주는 반면, 단일 안테나로 구성된 기존의 수신기는 BER이  $10^{-2}$ 보다 커서 주어진 신호 환경에서는 거의 무용한 것으로 나타난다. 그림 3에 제안하는 알고리즘의 고정된 입사각에 대한 성능을 보이기 위해 빔 패턴이 나타나 있다. 원하는 신호는  $10^\circ$ 에서 입사하며 간섭의 수는 20개, 크기는 0.01로 가정하였으며, 신호 대 잡음비는 10dB로 가정하였다.

지금부터는 수신 신호벡터를 사용하여 상관행렬을 구성하는 어레이의 성능을 조사해본다. 이 제안은 제안 어레이가 MCGM에서 행렬을 갱신하는데 소요되는 많은 계산량을 피하여 설계되고자 할 때는 매우 유용한 것으로 보인다. 제안된 MCGM의 계산량이 대부분의 기존의 빔 형성 기술에 소요되는 계산량보다 훨씬 적지만, 행렬  $R_x(k)$ 를 매 스냅샷마다  $R_x(k) = \underline{x}(kT)$

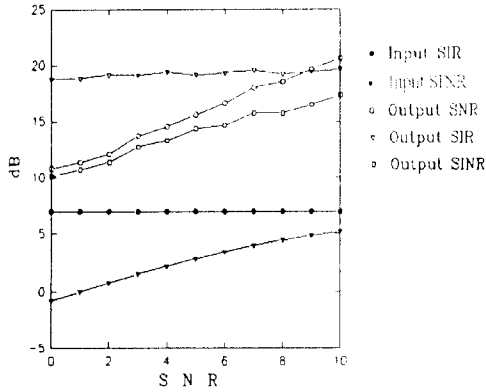


그림 1. SNR/SIR의 관점에서 어레이의 성능(MCGM)

원하는 신호의 도달각은 처음  $0^\circ$ 로 설정되었고 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$  증가한다.  $-20$  dB 파워의 간섭이 20개가 랜덤하고 균일한 분포로 어레이에 도달한다. 안테나의 수는 12로 하였다.

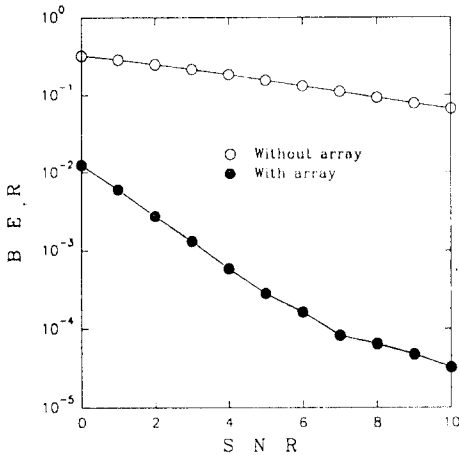


그림 2. BER 관점에서 어레이의 성능(MCGM)

각 신호는 QPSK로 변조되었다. 원하는 신호의 도달각은 처음  $0^\circ$ 로 설정되었고 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$  증가한다.  $-20$  dB 파워의 간섭이 20개가 랜덤하고 균일한 분포로 어레이에 도달한다. 안테나의 수는 12로 하였다.

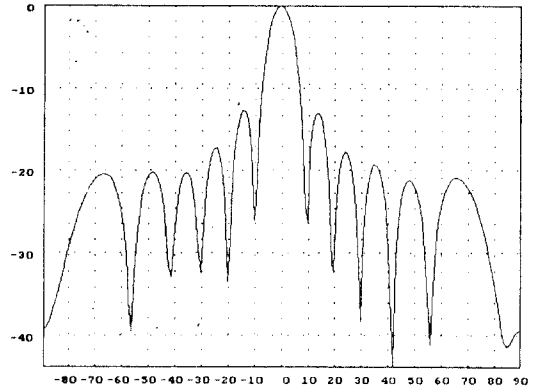


그림 3. 빔 패턴으로 나타낸 어레이의 성능(MCGM)

$x''(kT)$ 와 같이 순시 데이터로 근사화함으로써 계산량을 더욱 줄일 수 있다. 그러면, 전체 절차는  $O(N^2)$ 의 계산 없이 간단화될 수 있다. 웨이트가 줄어든 계산량을 갖는 방법에 의해 결정될 때, 행렬을 갱신하는 절차는 완전히 사라진다. 계산량의 막대한 감소는 망각인자를 0으로 하여 처리하는 절차는 MCGM을 간단화 시킬 뿐 아니라, 행렬의 갱신과정도 없애기 때문이다. 전체의 계산량은 자기상관행렬이 순시신호벡터로 근사화되면서  $O(3N^2 + 12N)$ 에서  $O(11N)$ 으로 줄어든다. 망각인자를 0으로 함으로써 간단화된 절차에 의하여 설계된 어레이의 동일한 안테나의 수 12개를 사용할 때, 그림 4는 SNR/SIR 관점에서의 어레이의 성능을 보여준다. 그림에서 나타나듯이, SNR은 거의 그림 1과 동일하게 10.5dB정도 향상되며, SIR은 거의 9dB정도 향상된다. BER 성능은 그림 5에 나타나 있다. 그림 5는 간단화된 제안 방법도 어레이의 커다란 성능향상을 가져올 수 있다는 것을 설명한다. 그림 6에 간단화된 제안 방법을 이용한 빔 패턴도를 나타내었다. 신호환경은 그림 3과 동일하다고 가정하였다.

제안 방법의 또 다른 흥미로운 점은 SNR과 SIR의 관점에서 어레이의 성능이 자기상관행렬이 적절한 망각인자의 값을 선택하여 구성되는 것에 크게 민감하지 않아서, 각각 누적된 신호벡터들과 순시신호벡터들을 사용하여 얻어진 그림 1과 그림 4간에 큰 차이가 없다는 것이다. 그러나, 그림 2와 그림 5에서 보여지는 것과 같이 실제 BER 성능은 다소 상관행렬이 충

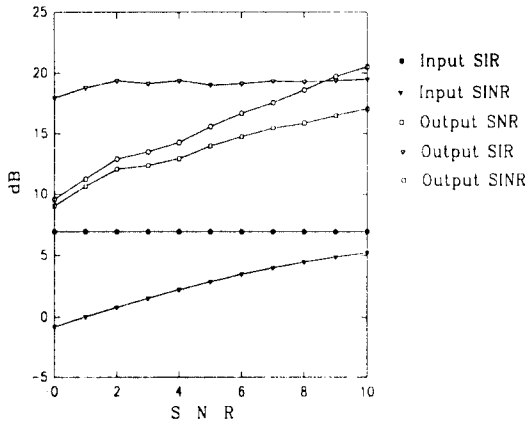


그림 4. SNR/SIR의 관점에서 순시 신호벡터를 사용한 어레이의 성능.

원하는 신호의 도달각은 처음  $0^\circ$ 로 설정되었고 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$  증가한다.  $-20$  dB 파워의 간섭이 20개가 랜덤하고 균일한 분포로 어레이에 도달한다. 안테나의 수는 12로 하였다.

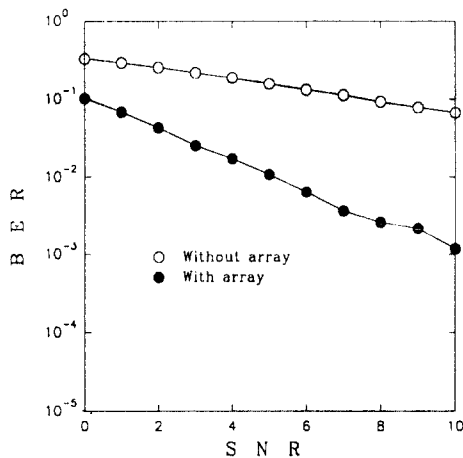


그림 5. BER 관점에서 순시 신호벡터를 사용한 어레이의 성능.

각 신호는 QPSK로 변조되었다. 원하는 신호의 도달각은 처음  $0^\circ$ 로 설정되었고 매 스냅샷마다  $0.01^\circ$  증가한다.  $-20$  dB 파워의 간섭이 20개가 랜덤하고 균일한 분포로 어레이에 도달한다. 안테나의 수는 12로 하였다.

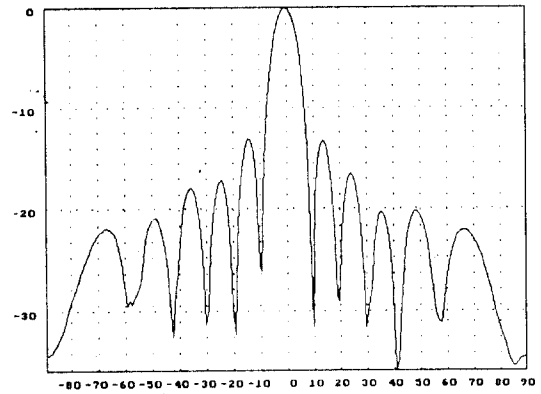


그림 6. 빔 패턴도로 나타낸 순시 신호벡터를 사용한 어레이의 성능.

분한 스냅샷을 취하여 얻어졌는가에 의존한다. BER을 결정하는 인자는 추적능력을 통하여 분석되는 웨이트의 위상의 정확도이기 때문이다.

## VI. 결 론

이 논문은 이동 신호원을 추적하여 빔을 형성하는 안테나 어레이를 설계하는 새로운 방법을 제안한다. 제안 방법은 측 로브(side lobe)의 수준을 충분히 낮게 유지하여 SIR을 약 9 dB정도 향상시키며, SNR을 N, 어레이를 구성하는 안테나의 수, 배정도 향상시킨다. 제안 방법은 어레이의 입력신호로부터 구하여진 자기상관행렬의 최대고유치에 해당하는 고유벡터를 이용하여 원하는 빔을 제공한다. 이 논문에서 제안된 전체의 절차는 일반적인 CDMA 이동통신의 필수요건인 원하는 신호가 각 간섭신호보다 훨씬 크다는 가정 하에서 전개된다. 제안된 어레이는 CDMA의 셀싸이트에 적용되어 셀의 용량을 증가시킬 수 있다. 12개의 안테나로 구성된 어레이를 사용하면 SIR에서 놀라운 향상으로 인하여 허용가능한 사용자의 수는 크게 증가될 수 있다. 또한, 각 사용자가 얻을 수 있는 통신의 품질은 어레이의 출력단에서의 잡음이 감소되는 만큼 향상된다. 제안 방법의 가장 중요한 특징은 위에서 언급된 장점들을 얻기 위해 해야하는 계산의 양적 측면이다. 사실, MCGM의 한번의 반복만으로도 SNR과 SIR이 각각 약 N배와 9dB 정도 향상되



며 이 과정은 MCGM과 자기상관행렬의 계산을 포함하여  $O(3N^2 + 12N)$ 의 계산을 필요로 한다. 현재의 일반적인 디지털 프로세서가 각 덧셈과 곱셈을 75 nS보다 적은 시간에 행한다고 볼 때, 이 계산량은 스냅샷 주파수의 상한값을 약 10 kHz로 결정한다. 제안 방법의 더욱 놀라운 특징은  $O(3N^2 + 12N)$ 의 계산량조차 많다고 생각되면 계산량을 줄이는 좋은 방법이 있다는 것이다. V절에서 설명하였듯이, CDMA 시스템의 전제조건을 충분히 이용하여 매 스냅샷마다 자기상관행렬대신 순신신호벡터를 사용하여 적절한 웨이트를 구할 수 있다. 그러면, 전 과정에서 요구되는 계산량은  $O(11N)$ 으로 줄어든다. 순신신호벡터를 사용한 어레이는 약 9 dB정도 SIR을 향상시키며 잡음의 파워는 약  $1/N$ 로 줄어들게 한다.

### 참 고 문 헌

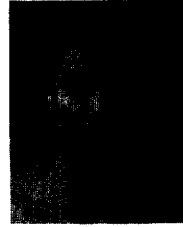
1. D. H. Johnson and S. DeGraaf, "Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis," IEEE Trans., Acoust., speech and signal proc., vol. ASSP-30, pp. 638-647, Aug., 1982.
2. H. Chen, T. K. Sarkar, S. A. Dianat and J. D. Brulé, "Adaptive Spectral Estimation by the Conjugate Gradient Method," IEEE Trans., Acoust., speech and signal proc., vol. ASSP-34, no. 2, pp. 272-284, April 1986.
3. M. Kaveh and A. J. Barabell, "The Statistical Performance of the MUSIC and Minimum-Norm Algorithms for Resolving Plane Waves in Noise," IEEE Trans., Acoust., speech and signal process., vol. ASSP-34, pp. 331-341, April 1986.
4. H. Cox, R. M. Zeskind and M. M. Owen, "Robust Adaptive Beamforming," IEEE Trans., Acoust., speech and signal process., vol. ASSP-35, no. 10, pp. 1365-1376, Oct., 1987.
5. R. Roy, and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans., Acoust., speech and signal process., vol. ASSP-37, no. 7, pp. 984-995, July 1989.
6. John G. Proakis, Digital Communications.:McGraw-Hill International Editions, pp. 261-265, 1989.
7. S. Choi, T. K. Sarkar, J. Choi, "Adaptive antenna array for direction-of-arrival estimation utilizing the conjugate gradient method," Signal Processing 45, pp. 313-327, 1995.
8. D. Yun and S. Choi, "Performance Analysis of Antenna Array in Terms of SNR/SIR and Number of Antenna Elements," IEEE AP-S/URSI, vol. 1, pp. 114-117, June, 1995, USA.
9. T. K. Sarkar, X. Yang and E. Arvas, "A Limited Survey of Various Conjugate Gradient Methods for Solving Complex Matrix Equations Arising in Electromagnetic Wave Interactions," Wave Motion, pp. 527-546, Elsevier Science Pub. B. B., (North Holland), 1988.
10. T. Denidni and G. Y. Delisle, "A Nonlinear Algorithm for Output Power Maximization of an Indoor Adaptive Phased Array," IEEE Electromagnetic Compatibility, vol. 37, no. 2, pp. 201-209, May, 1995.
11. L. Castedo and A. R. Figueiras-Vidal, "An Adaptive Beamforming Technique Based on Cyclostationary Signal Properties," IEEE Trans., Signal Process., vol. 43, no. 7, pp. 1637-1650, July, 1995.
12. R. T. Compton, Jr., "An Adaptive Array in a Spread-Spectrum Communication System," Proc. IEEE, vol. 66, pp. 289-298, Mar. 1978.
13. B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive antenna systems," Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2159, Dec. 1967.
14. O. L. Frost, "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing," Proc. IEEE, vol. 60, pp. 926-935, Aug. 1972.
15. N. K. Jablon, "Adaptive Beamforming with the Generalized Sidelobe Canceller in the Presence of Array Imperfections," IEEE Trans. Antenn. Propagat., vol. AP-34, pp. 996-1012, Aug. 1986.



吳 炆 昊(Jeongho Oh) 정희원  
1974年 1月 20日生  
1996년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 학사  
1996년 3월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 석사

尹 東 雲(Dongun Yun)

1970年生  
1994년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 학사  
1996년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 석사  
1996년 3월~현재: 삼성전자 음성신호처리 연구실 연구원



崔 勝 元(Seungwon Choi) 정희원  
1957年 5月 23日生  
1980년 2월: 한양대학교 전자공학과 학사  
1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 석사  
1982년~1984년: LG전자 중앙연구소 연구원

1985년 12월: Syracuse Univ. 전산공학석사  
1988년 12월: Syracuse Univ. 전기공학박사  
1988년~1989년: Syracuse Univ. 조교수  
1989년~1990년: ETRI 선임연구원  
1990년~1992년: 일본 CRL 선임연구원  
1992년 9월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 부교수