

# 개선된 On-Off 알고리즘을 이용한 적응 배열 안테나의 설계와 범용 DSP를 이용한 실시간 구현

正會員 廉 再 興\*, 安 成 洙\*\*, 崔 勝 元\*\*

## Design of Adaptive Array Antenna Utilizing Modified On-Off Algorithm and Its Real-Time Implementation on a General-Purpose DSP

Jaehung Yeom\*, Sungsoo Ahn\*\*, Seungwon Choi\*\* *Regular Members*

※이 논문은 정보통신부 산·학·연 공동기술개발사업의 지원으로 수행된 연구 결과의 일부임

### 요 약

본 논문은 기존 on-off 알고리즘을 개선하여 어레이 소자의 위상을 계산량이 적고 정확하게 구할 수 있는 그래디언트 on-off 방법을 제안한다. 제안 방법의 우월성은 어레이 출력파워를 어레이 소자의 위상으로 그래디언트한 수식을 이용하므로써 기존 방법보다 어레이 출력파워의 증감을 더 정확하게 구할 수 있는 데 기인한다. 제안 방법은 어레이 소자의 위상을 조정하여 원하는 신호의 입사 방향으로 최대 빔패턴을 형성한다. 선형 어레이와 이차원 어레이의 두 경우를 나누어서 제안 방법을 적용하여 분석하였다. Texas Instrument사에서 제공하는 부동소수점방식의 TMS320C30의 평가보드로 구현하므로써 제안 알고리즘의 실시간 처리 가능성을 증명하였다. 제안 방법은 스냅샷당 빔형성 과정의 계산량이 적기 때문에 응답이 빨라야 하는 이동통신 시스템에 적합하다. 제안 방법을 CDMA 이동통신 상황에서 시뮬레이션하여 성능분석한 결과 수신신호의 성능이 상당히 향상되는 것을 확인하였다.

### ABSTRACT

This paper presents a modified on-off algorithm based on the gradient method for providing the phase of each antenna element more accurately and simply compared to the conventional on-off algorithm. The superiority of the proposed method is due to the fact that the proposed method finds the increase and decrease of the array output

\*삼성전자 정보통신개발센터  
\*\*한양대학교 전자통신공학과  
論文番號: 97479-1230  
接受日字: 1997年 12月 30日

power more accurately by utilizing the gradient of array output power with respect to the instantaneous phase of array element. The array antenna adopting to the proposed method forms maximum beam-pattern along the direction of the desired signal by aligning the phase of every antenna element. The proposed method is applied to both linear and two-dimensional array for analyzing the result. The capability of the real-time processing of the proposed technique is confirmed by implementing the proposed algorithm with TMS320C30 Evaluation Module. Since the computational load required to form the beam-pattern per snapshot is small, the proposed method is suitable for the mobile communication system of which the response must be fast. By the results obtained from the application of the proposed method to the CDMA mobile communication environment, it is verified that the performance of the received signal is considerably improved.

## I. 서 론

적용 배열 안테나는 원하는 신호의 방향에서 최적의 성능을 얻기위해 입사하는 방향으로 안테나의 최대의 빔패턴을 형성한다[2]. 지금까지 여러종류의 적응 빔패턴 방법이 제시되어왔으며 그 대부분은 고유분리법(Eigen Decomposition)에 근간을 두고 있다[3]. 고유분리법에 근간을 두는 방법들은 정확한 해를 구할 수 있지만, 계산량이 많아 실시간 처리를 요하는 분야에 응용하는 데 어려움이 많다. LMS 알고리즘을 사용하여 구현하면 앞의 방법보다 계산량을 크게 감소시킬 수 있기 때문에 실시간처리에 많은 가능성을 보이지만 이 방법은 기준신호(reference signal)를 수신측에서 알아야 한다는 부담을 가지고 있다[4]. 기존의 on-off 방법에서 어레이의 출력파워와 각 소자의 위상에 위상이득을 더한 출력파워와의 차이를 비교하여 양이면 그 소자의 위상을 일정량만큼 증가시키고 음이면 그 소자의 위상을 일정량만큼 감소시킨다. 그러나 기존의 on-off 방법에서는 신호의 환경이 변할 때 위상이득의 크기를 어느 정도로 정해야 하는지 어려움이 있고 위상이득으로 생기는 출력파워의 증감에 대한 오판이 필연적으로 발생하게 된다[1].

제안 방법에서는 어레이 출력 파워의 차이를 비교하는 대신에 어레이의 출력을 어레이의 위상으로 그 래디언트한 간단한 수식을 이용하여 각 어레이 소자의 위상 변화를 계산한다. 제안 방법을 이용하여 엘 고리즘은 더욱 체계적이고 간단하게 되었으며 어레이의 출력파워의 증감을 더욱 정확하게 추정하여 각 소자의 위상을 구할 수 있게 되었다. 이 방법을 Texas Instrument사에서 제공하는 부동소수점방식의 TMS

320C30의 평가보드를 이용하여 구현하였고 클럭 사이클의 수와 스냅샷동안의 시간을 계산하여 실시간 처리의 가능성을 증명하였다.

II장에서는 선형 및 이차원 어레이를 사용한 수신 시스템의 수학적 모델이 제시되었고, III장에서는 기존의 on-off 방법의 문제점과 제안 방법을 선형 어레이와 이차원 어레이로 나누어 분석하였으며 IV장에서는 제안 방법을 구현한 DSP에 요구되는 계산량을 구하여 실시간 처리의 가능성을 제시하였고, V장에서 CDMA 이동통신 상황에서 제안 적용 안테나 어레이로 수신하였을 때의 성능을 다양한 시뮬레이션을 통해 분석·비교하였다. VI장에서 논문을 결론으로 요약하였다.

## II. 수신시스템의 수학적 모델

### 1. 선형 어레이의 수학적 모델

먼저, 그림1에서 보여진 N개의 안테나로 이루어진 선형 어레이를 고려해보자. 각 안테나는 올려본 각에 대하여는 지향성을 가지고 있지만 망위각에 대하여는 지향성이 나타나지 않는 전방향성 안테나(Omnidirectional Antenna)이며 편이상 각 소자마다 반파장씩 떨어져 있다고 가정하자.

송신측에서  $s(t)$ 를 반송주파수  $f_c$ 에 실어서 보내고 수신측에서  $\theta_k$ 각을 갖는 서로 다른 M개의 신호가 입사할 때, m번째 안테나에서 수신된 신호  $r_m(t)$ 는 다음과 같다.

$$r_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) \cos 2\pi f_c (t - (m-1)\tau_k) \quad (1)$$

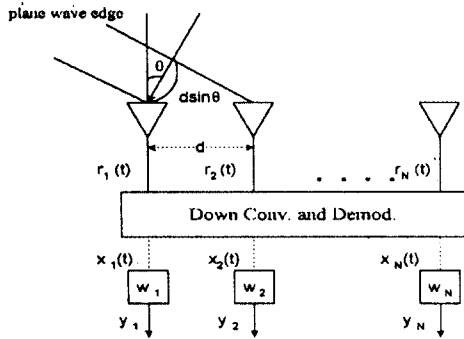


그림 1. 선형 어레이 안테나의 수신 시스템  
Fig. 1 The conceptual diagram of receiving system utilizing linear array antenna

식(1)에서  $\tau_k$ 는 인접한 어레이 소자간의 시간지연이고 다음 식에서 구할 수 있으며

$$\tau_k = \frac{d \sin \theta_k}{c} = \frac{\sin \theta_k}{2f_c} \quad (2)$$

식(2)에서  $\theta_k$ 는 평면파의 k번째 신호의 입사각이고 이웃한 어레이 소자간의 위상차는 다음과 같다.

$$\phi_k = 2\pi f_c \tau_k = \pi \sin \theta_k \quad (3)$$

식(1)의 신호가 기저대역으로 천이하여 복소신호로 변환하여 생긴 신호는 식(4)과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{-j(m-1)\phi_k} + \eta_m(t) \quad (4)$$

$s_k(t)$ 는 k번째 신호원의 값이고  $\eta_m(t)$ 는 m번째 안테나에 더하여지는 평균이 0이고 분산이 잡음 파워인 백색가우시안 복소 잡음이다[5]. 식(4)를 벡터표기법으로 나타내면 식(5)과 같다.

$$x(t) = \sum_{k=1}^M a(\theta_k) s_k(t) + \eta(t) \quad (5)$$

그림 1에서 보여준 바와같이 수신된 신호벡터  $x(t)$ 가 어레이의 웨이트벡터  $w$ 를 거친 후의 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$y(t) = w^H x(t) \quad (6)$$

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

$$x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_N(t)]^T \quad (7)$$

$$\eta(t) = [\eta_1(t) \ \eta_2(t) \ \dots \ \eta_N(t)]^T \quad (8)$$

$$w(t) = [1 \ e^{j\phi_1} \ \dots \ e^{j\phi_N}]^T \quad (9)$$

$a(\theta_k)$ 는 k번째 신호의 방향벡터(steering vector)이다.

$$a(\theta_k) = [1 \ e^{j\phi_k} \ \dots \ e^{j(N-1)\phi_k}]^T \quad (10)$$

식(5)-(10)를 이용하여 구한 어레이의 평균출력파워는 식(11)과 같다.

$$\begin{aligned} P(t) &= E[yy^*] \\ &= E\left[\left\{ \sum_{m=1}^N w_m^* x_m(t) \right\} \left\{ \sum_{n=1}^N w_n^* x_n(t) \right\}^*\right] \\ &= \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N w_m^* w_n E[x_m(t)x_n^*(t)] \\ &= w^H R w \end{aligned} \quad (11)$$

## 2. 이차원 어레이의 수학적 모델

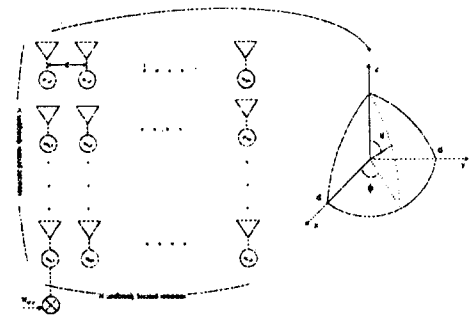


그림 2. 이차원 어레이의 수신 모델  
Fig. 2 Receiving model utilizing two dimensional array antenna.

이차원 어레이(two dimensional array)의 경우에는 그림 2에서 보는 바와 같이 기준 안테나로부터 가로 방향으로 m, 세로방향으로 n만큼 떨어져있는 안테나에 입사하는 신호는 다음과 같이 모델링할 수 있다[9].

$$x_{m,n} = \sum_{k=1}^M s_k(t) \exp\{-j(m-1)\pi \sin \theta_k \cos \phi_k - j(n-1)\pi \sin \theta_k \sin \phi_k\} + \eta_{m,n}(t) \quad (12)$$

식(12)에서  $\theta_k$ 는 k번째 입사하는 신호의 양각(elevation angle)을 나타내며,  $\phi_k$ 는 k번째 입사하는 신호의 방위각(azimuth angle)을 나타낸다.  $\eta_{m,n}(t)$ 는 기준은 기준 안테나로부터 가로 방향으로 m, 세로 방향으로 n번째에 있는 안테나에 더해지는 평균이 0이고 분산이 잡음 파워인 백색가우시안 복소 잡음(AWGN)이다. 이차원 어레이의 입사신호를 벡터로 표현하면

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^M \mathbf{a}(\theta_k, \phi_k) s_k(t) + \eta(t) \quad (13)$$

와 같고 식(13)에서 이차원 어레이의 방향벡터(steering vector)는 아래와 같다.

$\mathbf{a}(\theta_k, \phi_k)$ 는 k번째 신호의 방향벡터(steering vector)이다.

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 & \dots & \alpha^{N-1} \\ \beta & \alpha\beta & \alpha^2\beta & \dots & \alpha^{N-1}\beta \\ & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \beta^{N-1} & \alpha\beta^{N-1} & \alpha^2\beta^{N-1} & \dots & \alpha^{N-1}\beta^{N-1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서,  $\alpha = e^{-j\pi \sin \theta_k \sin \phi_k}$ 이고  $\beta = e^{-j\pi \sin \theta_k \cos \phi_k}$ 이다.

### III. 제안 방법

$\phi_i$ 는 최적의 웨이트를 구하기 위하여 조정되어질 각 어레이 소자의 위상을 나타낸다.

$$\Phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_N] \quad (15)$$

적용 어레이 소자의 위상과 웨이트는 다음의 관계있다.

$$w_i = e^{j\phi_i} \quad (16)$$

식(15)과 식(16)에서 어레이의 위상벡터  $\Phi_n$ 와 웨이트 벡터  $w_n$ 는 식(17)과 식(18)같이 갱신된다.

$$\Phi_{n+1} = \Phi_n + \mu \cdot \text{sign}(\nabla_{\theta} P) \quad (17)$$

$$w_{n+1} = e^{j\phi_{n+1}} \quad (18)$$

식(17)에서  $\mu$ 는 적응이득이다.

#### 1. 기존 on-off 방법의 문제점

기존의 on-off의 방법에서는 각 소자의 위상 변화에 따른 출력 파워의 증감을 조사하여 다음 스냅샷에서 각 소자의 위상의 증감을 결정한다. 즉, 어레이 위상벡터  $\Phi$ 에 i번째 소자에만 위상이득  $\Delta\phi_i$ 를 더하여 구한 출력파워와 위상이득이 없는 출력파워의 차, 즉  $\Delta P_i > 0$ 이면  $\phi_i$ 는 다음 스냅샷에서 적응이득  $\mu$ 만큼 증가하고  $\Delta P_i < 0$ 이면  $\phi_i$ 는 다음 스냅샷에서 적응이득  $\mu$ 만큼 감소한다.

위상이득에 따른 출력파워의 변화량 벡터  $\Delta P$ 는 다음과 같다.

$$\Delta P = \begin{bmatrix} \Delta P_1 \\ \Delta P_2 \\ \dots \\ \Delta P_N \end{bmatrix} \quad (19)$$

식(19)에서  $\Delta P_i$ 는 식(20)에서 구하여진다.

$$\begin{aligned} \Delta P_1 &= P[\Phi_0 + (\Delta\phi, 0, \dots, 0)] - P(\Phi_0) \\ \Delta P_2 &= P[\Phi_0 + (0, \Delta\phi, \dots, 0)] - P(\Phi_0) \\ &\dots \\ \Delta P_N &= P[\Phi_0 + (0, 0, \dots, \Delta\phi)] - P(\Phi_0) \end{aligned} \quad (20)$$

그림 3의 흐름도에서 절차와 그에 따르는 계산량을 정리하였다.

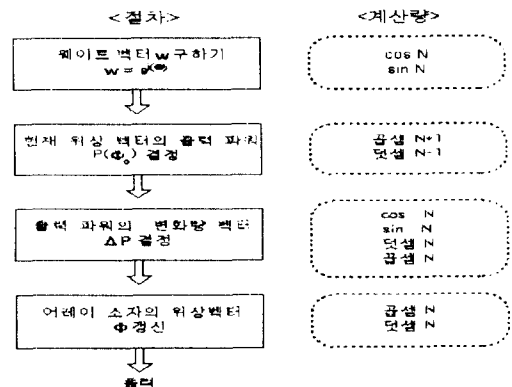


그림 3. 기존 on-off 방법의 절차와 계산량

Fig. 3 Steps and computational load of the conventional on-off method

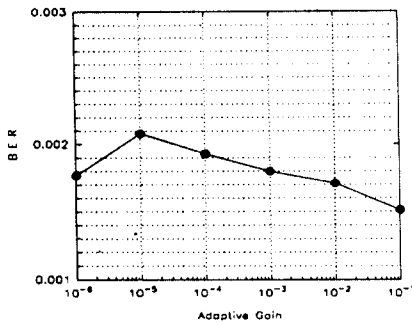


그림 4. 기존 on-off 방법을 사용한 경우 적응 이득  $\mu$ 에 따른 평균 비트 오류율

Fig. 4 BER according to adaptive gain( $\mu$ ) in case of the conventional on-off method

그림 3에서 매 스냅샷마다 곱셈 2N번, 가감 4N번 그리고 cos함수, sin함수 각각 2N번의 계산량이 요구된다. 그런데, 본문에서 제안하는 방법의 계산량은 그림 6에 설명되어있는 바와 같이 매 스냅샷마다 sin함수, cos함수를 각각 N번만 계산하면 된다. DSP로 구현시 대부분의 계산시간이 곱셈 또는 덧셈보다는 cos함수나 sin함수에서 소요되기 때문에 기존의 on-off 방법은 제안 방법보다 훨씬 더 많은 계산량이 요구된다. 또 그림4와 식(20)에서 보여진 바와 같이 기존의 on-off방법에서는 위상이득  $\Delta\phi$ 에 따라 성능이 변화하므로 최적의 위상이득  $\Delta\phi$ 를 정해주어야 하는데 최적의 위상이득은 실험적으로 밖에 구할 수 없으므로 실제의 출력파워의 증감과 오차가 생길 수 밖에 없다. 그림 4는 SNR 5dB인 잡음과 SIR 20dB인 20개의 간섭신호가 있는 상황에서 위상이득을 달리하면서 평균비트오류율을 구하여 보았는데 위상이득에 따라 성능향상이 바뀌는 것을 알 수 있다. 제안 방법에서는 출력파워를 그래디언트하여 얻어진 수식을 이용하므로써 위상이득  $\Delta\phi$ 를 고려하지 않게되어 기존의 on-off 방법보다 더욱 간단하고 정확한 출력파워의 증감을 계산할 수 있게된다.

## 2. 제안 기술: 선형 어레이의 경우

그림 5에서 보는 바와 같이 반송주파수  $f_c$ 에 실려서 온 신호는 국부 발진기의 주파수  $f_{LO}(=f_c+f_0)$ 와 곱하여져서 위상 천이기가 작동할 수 있는 주파수  $f_0$

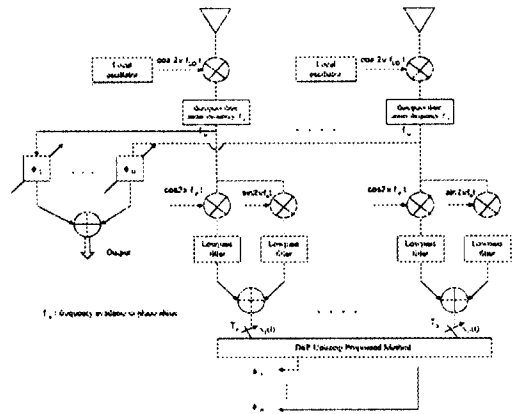


그림 5. 본 논문에서 제안하는 적응 수신시스템

Fig. 5 Adaptive receiving system proposed in this paper

로 천이된다. 복조기를 통과해 얻어진 복소 신호는 저역통과 필터를 거쳐 기저대역의 복소 신호로 만들어진다. 복소 신호를 스냅샷 주기인  $T_s$ 마다 샘플링하여 제안 방법을 이용한 디지털 신호 처리기로 처리하고, 출력으로 얻어진 위상은 위상 천이기로 보내져서 입사 신호 방향을 계속적으로 추적해 나간다.

Chain Rule에 의해서 출력파워를 각 어레이 소자의 위상으로 그래디언트하여 구하면 다음과 같이 표현된다[8].

$$\frac{\partial P}{\partial \phi_k} = \frac{\partial P}{\partial w_k^*} \frac{\partial w_k^*}{\partial \phi_k} + \frac{\partial P}{\partial w_k} \frac{\partial w_k}{\partial \phi_k} \quad (21)$$

식(11)에서 자기상관행렬  $R$ 을 순시치  $xx^H$ 로 치환하여 출력파워의 그래디언트를 전개하면 아래와 같다.

$$\frac{\partial P}{\partial w_k^*} = \sum_{n=1}^N w_n x_n x_k^* \quad (22)$$

$$\frac{\partial w_k^*}{\partial \phi_k} = -j e^{-j\phi_k} = -j w_k^* \quad (23)$$

$$\frac{\partial P}{\partial w_k} = \sum_{m=1}^N w_k^* x_m x_m^* \quad (24)$$

$$\frac{\partial w_k}{\partial \phi_k} = j e^{j\phi_k} = j w_k \quad (25)$$

$$\frac{\partial P}{\partial w_k^*} \frac{\partial w_k^*}{\partial \phi_k} + \frac{\partial P}{\partial w_k} \frac{\partial w_k}{\partial \phi_k} \quad (26)$$

$$\begin{aligned}
 &= -jx_k w_k^* \sum_{n=1}^N w_n x_n^* + jx_k^* w_k \sum_{m=1}^N w_m^* x_m \\
 &= -jx_k w_k^* y^* + jx_k^* w_k y
 \end{aligned}$$

식(26)에서 마지막 식의 두 항은 공액 복소수이므로 식(27)과 같이 간단하게 표현할 수 있다[2].

$$\nabla_{\phi_k} P = 2Im[x_k w_k^* y^*] \quad (27)$$

식(27)을 식(17)과 식(18)에 대입하여 어레이 소자의 각각의 위상과 웨이트를 갱신해 나간다.

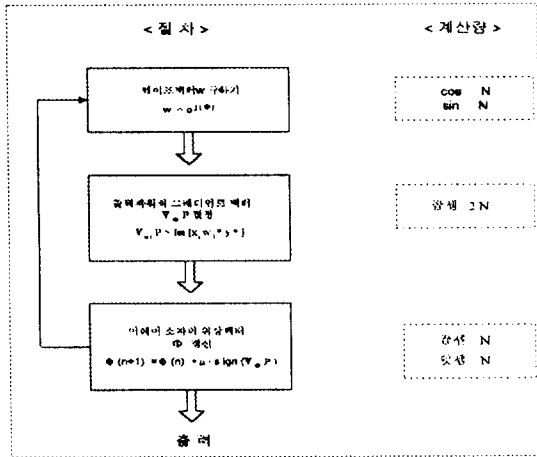


그림 6. 제안 방법의 절차와 계산량  
Fig. 6 Steps and computational load of the proposed method

그림 6의 흐름도에서 위의 각 단계에서 사용되는 수식과 필요한 계산량을 정리하였다. 흐름도에서 보는 바와 같이 한 스냅샷당 곱셈 3N번, 덧셈 N번 그리고 sin과 cos 함수 각각 N번의 계산량이 요구되어 기존의 on-off 방법보다 DSP로 구현시 계산량이 줄어 든다.

### 3. 제안 기술 : 이차원 어레이의 경우

이차원 어레이에 입사하는 신호의 출력 파워는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P = yy^* = \sum_{i=1}^{N_1} w_i^* x_i \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} w_j^* x_j \right\}^* = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} w_i^* w_j x_i x_j^* \quad (28)$$

Chain Rule을 적용하여 어레이의 출력파워를 식(29)와 같이 표현할 수 있다[8].

$$\begin{aligned}
 \nabla_{\phi_k} P &= \frac{\partial P}{\partial w_k^*} \frac{\partial w_k^*}{\partial \phi_k} + \frac{\partial P}{\partial w_k} \frac{\partial w_k}{\partial \phi_k} \\
 &= -jx_k w_k^* \sum_{j=1}^{N_1} w_j x_j^* + jx_k^* w_k \sum_{i=1}^{N_2} w_i^* x_i \\
 &= -jx_k w_k^* y^* + jx_k^* w_k y \\
 &= 2Im[x_k w_k^* y^*] \quad (29)
 \end{aligned}$$

어레이 소자의 위상과 웨이트는 식(29)을 식(17)과 식(18)에 대입하여 갱신해나간다.

## IV. DSP로 제안 방법의 구현

제안 방법을 Texas Instrument사에서 제공하는 부동소수점 연산 방식의 DSP인 TMS320C30의 평가보드(EVM)로 구현하였다. 제안 방법에서 소요되는 clock 수 및 그에 따른 시스템의 전체 소요시간을 계산함으로써 실시간 처리의 가능성을 확인하는 데 목적을 두었다.

제안 방법에서는 곱셈이나 덧셈에서 N<sup>2</sup>의 계산이 필요없기 때문에 상당히 적은 계산량으로 원하는 신호 방향으로 최대의 빔패턴을 형성할 수 있다. 표 1에서는 어레이 소자의 개수가 12개일 경우 스냅샷 당 각 루틴에 따르는 clock수를 계산하였다. 2K clocks 정도가 소요된다. 그림 7에서는 어레이 소자의 개수를 증가시키면서 이에 따른 스냅샷 주기를 구하여 보았다.

표 1. 제안 방법의 각 루틴 별 소요 clock 수

Table 1. No. of clocks required at each routine

루틴	제안 방법의 CLOCK 수
웨이트 벡터 w 갱신 $w_i = \cos(\phi_i) + jsin(\phi_i)$	1405
출력 파워의 그라디언트 벡터 $\nabla_{\phi} P$ 갱신 $\nabla_{\phi_k} P = 2Im[x; w; y^*]$	318
위상 벡터 $\phi$ 갱신 $\phi_i(n+1) = \phi_i(n) + \mu \cdot sign(\nabla_{\phi_i} P)$	257
합계	1967

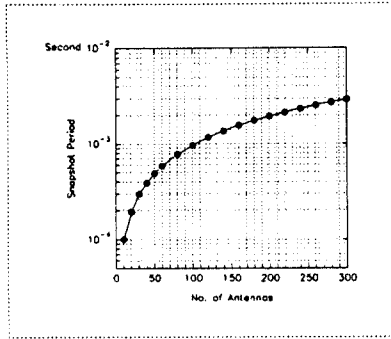


그림 7. DSP에서 어레이 소자의 개수에 따른 스냅샷 주기  
Fig. 7 Snapshot period according to No. array element

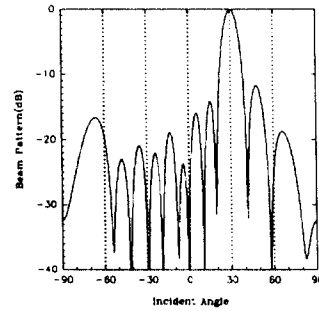


그림 8. 제안 방법을 사용한 선형 어레이의 비 패턴  
Fig. 8 Beam-pattern of linear array utilizing the proposed method

### V. 성능분석

가입자가 어레이로부터 100m 떨어져 있고 150 km/h의 속도로 움직일 때, 만약 한 스냅샷이 2KHz라고 한다면, 스냅샷사이의 도래각(direction of angle)의 최대 변화량은 0.012°이다. CDMA 시스템에서 칩상관기를 거친후의 신호를 다루기 때문에 원하는 신호의 파워가 간섭신호보다 훨씬 크다고 가정한다[7]. CDMA 이동통신 시스템에 잘 만족하도록 다음과 같은 신호환경을 고려하였다. (1)안테나의 수는 12개이다, (2) 원하는 신호의 파워는 1이다, (3)20개의 간섭신호가 무질서하게 수신된다, (4)신호 파워는 1이고,각 간섭의 파워는 0.01이다, (5)잡음의 파워는 0.1이다, (6) 원하는 신호는 스냅샷마다 0.01°씩 도래각이 변하고 있다. 위에서 주어진 환경은 SNR = 10dB, SIR = 6.99dB이다. 시뮬레이션의 특성에 따라 약간씩 신호환경을 변경하였다.

그림 8은 원하는 신호가 30°로 입사할 때 선형 어레이의 빔패턴을 보여준다. 그림 9는 입사하는 신호의 고도가 30°, 방위각이 60°로 입사할 때 이차원 어레이의 빔패턴을 보여준다. 어레이 소자의 개수는 12×12로 144개, 스냅샷의 수는 200번이다. 그림 10은 도래각이  $3\sin(\frac{2\pi x}{500})$  (여기서 x는 스냅샷의 수)와 같이 정

현파의 변화량을 가지면서 변화할 때, 도래각의 추적(tracking)을 보여주고 있다. 그림 11는 QPSK 변조된 신호를 수신하였을 때 신호대 잡음비에 따른 성능을

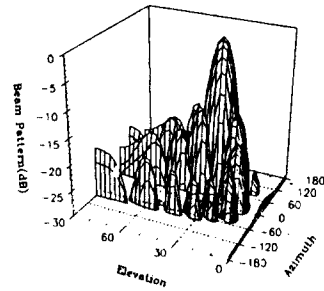


그림 9. 제안 방법을 사용한 이차원 어레이의 빔패턴  
Fig. 9 Beam-pattern of two-dimensional array utilizing the proposed method

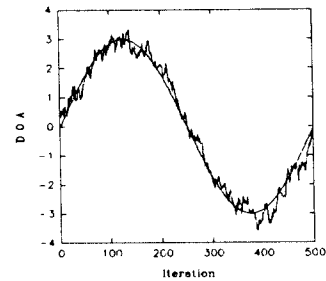


그림 10. 제안 방법을 사용한 선형 어레이의 도래각 추적  
Fig. 10 Tracking of DOA of linear array utilizing the proposed method

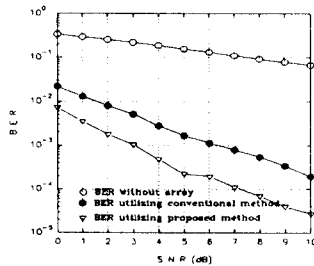


그림 11. SNR에 따른 단일 안테나, 기존의 on-off 방법 그리고 제안 방법을 사용한 선형 어레이의 BER 비교  
 Fig. 11 Comparison of BER according to SNR at single antenna, linear array utilizing the conventional on-off method and linear array utilizing the the proposed method

비교하였다. 비교 대상은 단일 안테나 경우, 기존의 on-off 방법을 사용한 안테나 어레이 경우, 제안 방법을 사용한 안테나 어레이 경우를 고려하여 평균 비트 오류율을 도출하였다.

### VI. 결 론

본 논문에서는 원하는 신호가 입사하는 방향으로 최대의 빔이 형성되도록 위상을 조정하는 개선된 on-off 방법을 제안하였다. 개선된 점은 어레이 출력 파워의 증감을 실제로 그래디언트한 수식을 이용해 기존의 on-off 방법보다 더 정확하고 간단하게 원하는 신호 방향을 계산하였다는 것과 구현시 요구되는 계산량을 줄였다는 것이다. 제안 방법의 장점은 기존 신호가 필요없고 계산량이 적어 응답시간이 빨라야 하는 이동통신에 적합하다. 제안 방법은 곱하기  $O(3N)$  과 더하기  $O(1N)$ 의 계산량이 요구된다. 제안 방법을 TMS320C30 EVM으로 구현하여 실시간 처리의 가능성을 증명하였다. CDMA 이동통신 상황에서 시뮬레이션한 결과를 통해 수신 성능이 상당히 향상됨을 보였다.

### 참 고 문 헌

1. Tayeb A. Denidni and Gilles Y. Delisle, "A Nonlinear Algorithm for Output Power Maxi-  
1004

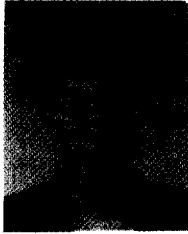
mization of Indoor Adaptive Phased Array", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 37, NO. 2, May 1995.  
 2. Charles W. Therrien, *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*, Prentice Hall Inc., 1992.  
 3. Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall Inc.  
 4. B. Widrow, P. E. Mante, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna System," Proc. IEEE, vol. 55, no. 12, pp. 2143-2159, Dec. 1967.  
 6. John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill Editions.  
 7. Cooper and McGillem, *Modern Communication and Spread Spectrum*, McGraw-Hill Editions.  
 8. Erwin Kreyszig, *Advanced Engineering Mathematics*, Six Edition, pp480-484, John Wiley & Sons  
 9. 이현배, "스마트 안테나 시스템의 설계 및 실시간 처리를 위한 선형 알고리즘 개발", pp. 8-11, 한양대학교 대학원 석사학위논문, 1996.  
 10. S. Choi and D. Yun, "Design of Adaptive Array Antenna for Tracking the Source of Maximum Power and Its Application to CDMA Mobile Communication", submitted for publication to IEEE Trans. Ant. Propa.  
 11. 윤동운, "적용 안테나로 구성된 CDMA용 수신 시스템", 한양대학교 대학원 석사논문, 1995.  
 12. Texas Instrument, *TMS320C3x User's Guide*, 1992.  
 13. Texas Instrument, *TMS320C3x Evaluation Module*, 1992.



염 재 흥(Jaheung Yeom) 정회원  
 1969년 7월 4일  
 1995년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
 1997년 2월: 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업  
 통신신호처리 전공  
 1998년 2월: 삼성전자 정보통신연구소 근무

현재: 삼성전자 정보통신개발센터 주임연구원  
 ※관심분야: IMT-2000 시스템의 스마트 안테나, 적응 신호처리 알고리즘





안 성 수(Sung Soo Ahn) 정회원

1964년 3월 5일생

1987년 2월: 한양대학교 전자공  
학과 졸업(공학사)

1990년 2월: 한양대학교 전자공  
학과 졸업(공학석사)

1990년 2월~1997년 9월: 국방과  
학 연구소 연구원

1997년 3월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 대학원  
박사과정

최 승 원(Seung Won Choi)

정회원

1957년 5월 23일생

1980년 2월: 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 졸업(공학석사)

1985년 12월: (미) Syracuse University 전산공학 졸업  
(공학석사)

1988년 12월: (미) Syracuse University 전자공학 졸업  
(공학 박사)

1992년 9월~현재: 한양대학교 전자통신공학과 부교수