

스마트 안테나 시스템을 위한 일반화된 ON-OFF방식의 새로운 적응 빔형성 알고리즘

정희원 이 정 자, 안 성 수, 최 승 원

A NEW ADAPTIVE BEAM-FORMING ALGORITHM BASED ON GENERALIZED ON-OFF METHOD FOR SMART ANTENNA SYSTEM

Zheng-Zi Li, Sung-Soo Ahn and Seung-Won Choi *Regular Members*

요 약

본 논문은 안테나 어레이를 이용한 블라인드 방법을 근간으로 하는 최적의 웨이트 벡터 계산방법을 제시한다. 본 논문에서 사용되는 적응알고리즘은 수신신호의SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 최대화하는 웨이트 벡터를 구하는 일반화된 온-오프 알고리즘(Generalized On-Off algorithm)이다. 제안된 알고리즘은 선형화된 일차의 계산량, $O(6N+8)$, 으로 작동되어 범용 DSP를 이용하여 웨이트 벡터 계산을 실시간으로 처리 할 수 있음을 확인하였다. 또한 다양한 성능분석을 통해 본 논문에서 제안한 알고리즘은 각분산(angular spread)이 많을 때와 처리이득(processing gain)이 낮은 열악한 신호 환경하에서는 일반화되지 않은 기존의 알고리즘의 경우보다 약 3 배까지 용량증대 효과를 제공한다는 것을 확인하였다. 제안 알고리즘을 IS2000 1X 이동통신시스템과 위성추적시스템에 응용한 결과, 통신용량증대와 통신품질측면 모두에서 우수한 성능을 확인하였다.

Key Words : smart antenna, beamforming algorithm, signal processing

ABSTRACT

This paper proposes a novel blind adaptive algorithm for computing the weight vector of an antenna array system. The new technique utilizes a Generalized On-Off algorithm to obtain the weight vector maximizing the SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio) of the received signal. It is observed that the proposed algorithm generates a suboptimal weight vector with a linear computational load($O(6N+8)$). From the various simulations, it is confirmed that, when the signal environment becomes adverse, e.g., low Processing Gain, and/or wide angular spread, the proposed algorithm outperforms the conventional one in terms of the communication capacity by about 3 times. Applying the proposed algorithm to satellite tracking systems as well as IS2000 1X mobile communication system, we have found that both communication capacity and communication quality are significantly improved.

I. 서론

3세대 이동통신에서 요구하는 다양한 서비스를 제공하기 위해서는 각 가입자마다 훨씬 넓은 대역

폭과 고속 데이터 전송이 필요하나, 현재와 같이 무선 채널 대역폭이 한정되어 있는 상황에서는 부득이하게 통신용량이 줄어들게 된다. 이러한 한계를 극복하고, 통신용량의 증대와 통신 품질 향상을

* 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 통신신호처리 연구실(choi@dsplab.hanyang.ac.kr)

논문번호 : 030273-0625, 접수일자 : 2003년 6월 25일

※본 연구는 한국과학재단 연구과제(R01-2002-000-00137-0)지원으로 수행되었습니다.

위해서 스마트 안테나 시스템이 제시되고 있다 [1][2]. 스마트 안테나 시스템은 원하는(desired) 신호원이 수신되는 방향으로는 큰 이득을 제공함과 동시에 간섭(undesired) 신호원들에 해당하는 방향으로 수신이득을 최소화하는 구조를 가진 시스템이다. 본 논문에서는 이러한 스마트 안테나 시스템에서 원하는 신호방향으로 최적의 빔패턴을 제공하는 새로운 웨이트 벡터 계산 방법을 제안하였다. 웨이트 벡터를 구하기 위한 기존의 알고리즘들은 지금까지 여러 종류의 적용 빔패턴 방법이 제시되어왔으며 그 대부분은 고유분리법(eigen decomposition)에 근간을 두고 있다[3][4][5]. 고유분리법에 근간을 두는 방법들은 정확한 해를 구할 수 있지만, 계산량이 많아 실시간 처리를 요하는 분야에 응용하는데 어려움이 많다. 계산량이 상대적으로 작은 LMS 알고리즘을 사용하면 앞의 방법보다 계산량을 크게 감소시킬 수 있기 때문에 실시간처리에 많은 가능성을 보이지만, 이 방법은 기준신호(reference signal)를 수신측에서 알아야 한다는 부담을 가지고 있다[6].

본 논문은 이러한 기존 알고리즘들의 단점을 보완하여 기준신호 없이도 최적의 가중치 벡터를 찾는 블라인드 알고리즘을 제시하였으며, 웨이트 벡터를 계산하는 계산량이 (6N+8) 밖에 되지 않아 실시간 처리도 가능하도록 하는 새로운 알고리즘이다. 본 논문에서 제안한 범형성 알고리즘은 일반화된 온-오프 알고리즘으로 기존에 제시된 온-오프 알고리즘[7]과 일반화된 고유치 방법 [8][9]을 이용하여 온-오프 알고리즘을 일반화된 고유치 방법에 적용시키는 새로운 방법을 제안하였다.

본 논문에서 제안한 범형성 알고리즘은 일반화된 온-오프 알고리즘으로 웨이트 벡터의 최적화된 위상값을 계산하기 위해서 안테나 어레이로 수신된 신호의 역확산후(despread) 신호와 역확산전(undespread) 신호의 웨이팅된 파워를 그라디언트(gradient)하는 방법을 취하였다. 즉, 역확산후 신호와 역확산전 신호의 파워의 비를 최대화하는 것이 수신신호의 SINR(Signal to Interference + Noise Ratio)을 최대화하는 것과 같다[10]. 즉, 제안 알고리즘은 SINR을 최대화하는 웨이트 벡터의 최적의 위상을 구하는 것이다. 반면에 기존 온-오프 알고리즘은 단지 어레이 출력만을 최대화하므로 원하는 신호가 간섭신호보다 충분히 클 때만 유효하다. 따라서 제안 알고리즘은 역확산전,

후의 웨이팅된 신호 파워비를 이용한 일반화된 고유치(eigenvalue) 문제의 해로 웨이트 벡터를 계산하는 반면, 기존 온-오프 알고리즘은 역확산후의 웨이팅된 신호파워만을 최대화하는 방법을 이용한다.

본 논문에서 제안된 기술은 고유치 문제를 근간으로 하기 때문에 웨이트 벡터를 구하기 위해 수신 단에서 기준 신호(reference signal)를 필요로 하지는 않는다. 또한, 제안 알고리즘은 원하는 신호대 원하지않은 신호의 파워비를 최대화하는 것이기 때문에 IS2000 1X 시스템에서 성공적인 역확산과정을 겪은 후 원하는 신호(desired signal)가 충분히 크지 않는 경우 혹은 위성 추적시스템에서 위성신호가 극히 약한 경우, 기존 비선형 그라디언트 온-오프 알고리즘[11]보다 성능이 월등히 우수하게 된다. 특히 처리이득이 아주 작거나 또는 원하는 신호가 너무 분산된 경우에는 제안 알고리즘이 기존 온-오프 알고리즘 보다 성능이 우수하다.

따라서 일반화된 온-오프 알고리즘은 통신환경이 열악한 환경의 통신선로에 존재하는 멀티패스 채널의 깊고 빠른 페이딩과 넓은 각분산(angular spread)이 존재하는 무선 통신환경에서 우수한 성능을 나타낸다. 제안 알고리즘에서 웨이트 벡터는 IS2000 1X 시스템에서 무변조원(unmodulated) 파일럿 채널(pilot channel)로부터 구하였다. 여기에서 웨이트 벡터계산을 위한 파일럿 채널의 용도는 확산이득을 다양하게 조절하는 것이고 위상 보상을 통해 데이터값 자체를 기준안테나에 맞추지 않는다는 것에 유념하여야 한다. 각 가입자로부터 전송된 신호는 각 사용자의 트래픽 채널(traffic channel)로 계산된 웨이트 벡터를 곱해줌으로써 어레이 시스템의 최종 출력으로 복원된다. 본 논문에서는 II장에서 한 선형 안테나 어레이 시스템의 수신신호에 대한 수학적 모델링을 설명했으며, III장에서는 제안 알고리즘의 적용 절차를 설명했고, IV장에서 제안 알고리즘의 성능을 멀티패스 페이딩 환경[12][13]에서 IS2000 1X시스템과 위성트래커 시스템으로 적용하여 다양한 컴퓨터 성능분석을 통해 분석하였고, 마지막 V장에서는 본 논문의 내용을 요약했다.

II. 신호 모델링

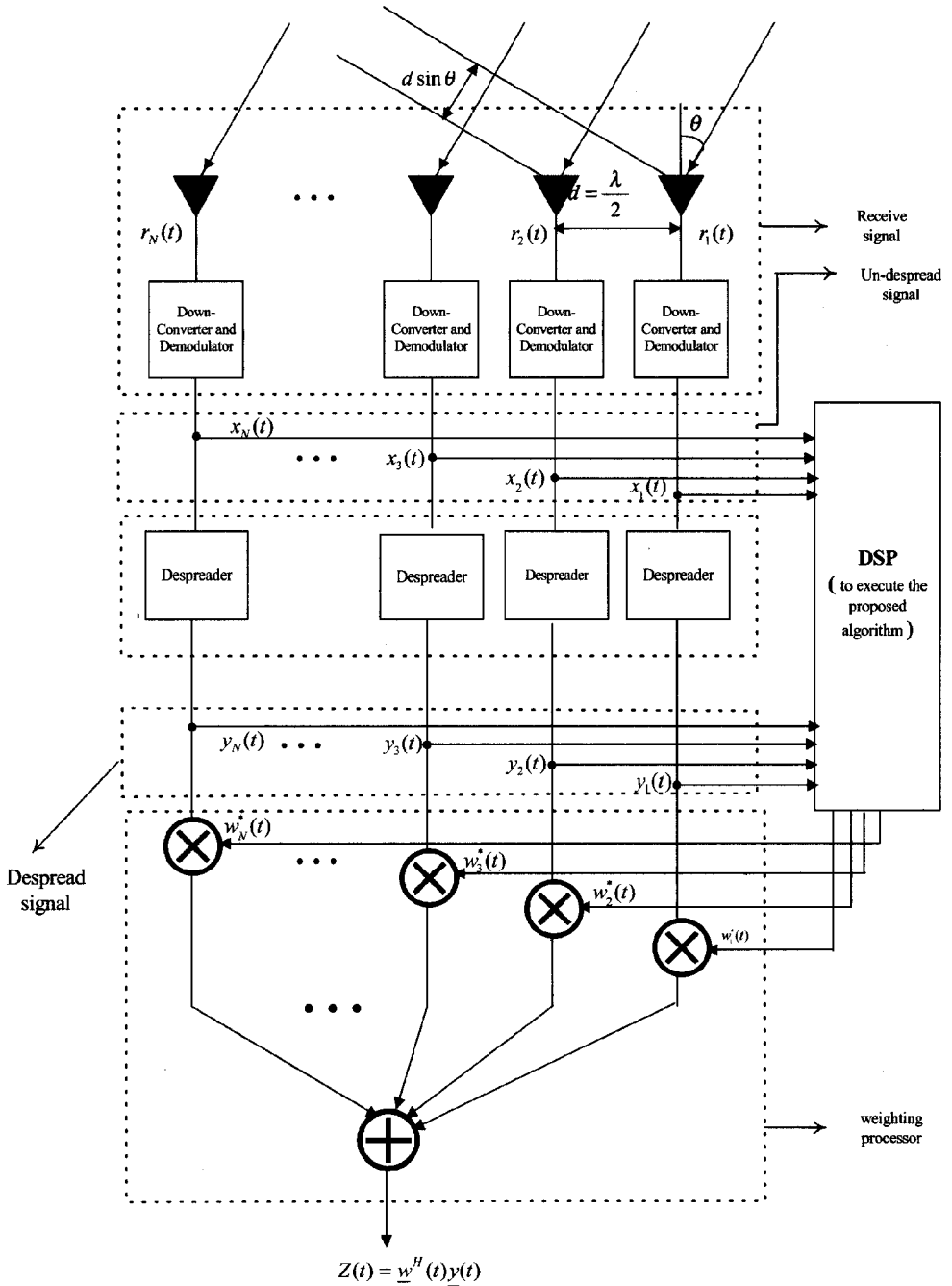


그림1. 스마트 안테나 시스템의 수신 구조도
 Fig.1 Receiving Structure of Smart antenna system

그림 1은 배열 안테나를 통해 입사각 θ 로 수신되는 신호의 복조과정을 보여주고 있다. 본 논문에서는 N개의 안테나가 반과장씩 떨어져 등간격으로 배열되어 있는 선형 배열 안테나를 고려한다. 또, 각각의 안테나 소자는 전방향에 대해서 동일한 이득을 주는 등방성 안테나라고 가정한다. 기준 안테나를 m_0 번째 안테나로 하여 모델링된 m 번째 안테나 소자로 유기된 수신신호는 다음과 같다.

$$r_m(t) = \cos[\omega_c t - (\psi(t) + \phi + (m - m_0)\pi \sin \theta_k)] \tag{1}$$

여기서 ω_c 는 반송 주파수, $\psi(t)$ 는 송신데이터, ϕ 는 반송파(carrier) 위상지연, m_0 는 기준 안테나, $(m - m_0)\pi \sin \theta_k$ 는 m 번째 안테나 소자의 상대적인 위상지연이다. 이러한 수신신호 $r_m(t)$ 는 down converting 되어 $x_m(t)$ 신호로 바뀌게 되고, 역확산 과정을 거치게 되면 다음과 같다.

$$y_m(t) = \int_{t=0}^{T_s} (x_m(t) \times PN_1(t)) dt$$

for $m = 1, 2, \dots, N$

$$\tag{2}$$

여기서 T_s 는 심볼 주기(symbol period)이며, T_s 는 확산율(spreading ratio)에 의해 결정되는 적분구간이다. PN_1 는 첫번째 사용자의 PN(Pseudo Noise) 코드이다. 일반적으로 손실이 없다고 하고 첫번째 사용자를 원하는 신호로 가정하고, (2)식에서는 일련의 PN 값이 완벽하게 획득하였다고 가정했다.

$x_m(t)$ 과 $y_m(t)$ 도 각자 칩(chip)과 심볼주기로 얻는다. 본 논문에서는 각 심볼 주기의 첫번째 칩 샘플을 이용하여 성능분석을 하였다.

역확산 전후의 신호 벡터 $x(t)$, $y(t)$ 는 DSP가 들어있는 신호처리부로 입력되어 본 논문에서 제안한 일반화된 온-오프 알고리즘을 통해 웨이트 w 를 생성한다. 이 생성된 웨이트 w 는 역확산된 신호

$y(t)$ 와 곱해져 최종 출력신호 $z = w(t)y(t)$ 를 발생시킨다.

이제 각분산(angle spread) 및 페이딩이 고려되어 m 번째 안테나로 수신된 신호에 대한 복소형태의 모델링 수식을 만들어 보자. 우선, 페이딩이 포함되지 않은 기본적인 수신신호는 식(3)과 같다.

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{-j(m-m_0)\pi \sin \theta_k} + n_m(t) \tag{3}$$

여기서 $s_k(t)$ 는 $s_k \cdot T_s$ 로서, s_k 는 k 번째 사용자의 각 채널 데이터를 말한다. M 은 전체 사용자의 수를, θ_k 는 k 번째 신호원의 입사각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 열 잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안 잡음으로 고려한다. 식(3)에 다중경로에 의한 페이딩을 고려하면 기준 안테나로부터 m 번째 떨어진 안테나에 수신된 신호에 대한 수식은 다음 식(4)과 같다 [7].

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^{K_j} \sum_{q=1}^{L_k} (t - \tau_{j,k,q}) e^{j2\pi f_c (\cos \theta_{j,k,q} - f_c \tau_{j,k,q})} e^{-j(m-m_0)\pi \sin \theta_{j,k,q}} + n_m(t) \tag{4}$$

여기서, $s_j(t)$ 는 j 번째 사용자 신호원으로부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, K_j 는 j 번째 신호원으로부터 수신 안테나까지의 다중경로 수, L_k 는 산란되는(scattering) 수를, f_d 는 도플러 주파수를, f_c 는 캐리어 주파수를, $\tau_{j,k,q}$ 는 경로의 전파 지연시간을, $\theta_{j,k,q}$ 는 산란된 신호원의 도달각이며 m_0 번째 안테나를 기준안테나로 설정하였다. 신호원 j 의 k 번째 클러스터(cluster)안에 있는 모든 산란된 성분들의 전파지연은 동일하다고 가정하였다($\tau_{j,k,q} \cong \tau_{j,k}$).

본 논문에서는 (4)식을 이용하여 수신신호를 모델링하였다.

III. 제안 일반화된 온-오프 알고리즘 (GENERALIZED ON-OFF ALGORITHM)

본 장에서는 웨이팅된 역확산후 신호의 파워와 웨이팅된 역확산전 신호의 파워비를 최대화 시켜주는 웨이트 벡터 w 를 계산하는 일반화된 방법[8][9]을 온-오프 알고리즘에 적용시키는 방법을 제시했다. 제안 알고리즘은 파워비의 그라디언트 값에 대한 부호를 판별하여 현재의 위상값이 증가하는지 감소하는지를 결정하게 한다. 이때, 위상은 양 또는 음의 적응이득 값에 의해 갱신하게 되며, 처음의 적응이득 값은 수렴하기위해서 미리 적당한 초기값을 설정 해야 된다[9].

먼저 역확산기(despreader)의 웨이팅된 출력파워와 입력 파워의 통계적 평균의 비율 P 는 다음과 같다.

$$P = \frac{w^H R_{yy} w}{w^H R_{xx} w} \quad (5)$$

여기서 w 는 구하게 될 웨이트 벡터이고, R_{yy} 과 R_{xx} 는 역확산후 신호와 역확산전 신호의 자기상관 행렬(autocovariance matrices)이다. 전절에서 설명한 바와 같이 y 는 역확산후의 수신 신호이고 x 는 역확산전 수신신호이다.

$R_{yy} = E[yy^H]$ 이고, $R_{xx} = E[xx^H]$ 로 계산되며, H 는 복소 공액 전치 연산자(complex-conjugate and transpose operator)이고, $E[\bullet]$ 는 \bullet 의 평균값을 의미한다. 본 논문에서는 간단하게 자기상관 행렬을 생성하기위해 각 스냅샷에서 순시치(instantaneous) 신호 벡터를 사용했다. 즉, 각 스냅샷에서 $R_{yy} \leftarrow yy^H$, $R_{xx} \leftarrow xx^H$ 를 사용했다.

(5)번 수식에서, m 번째 안테나의 P 에 대한 그라디언트 값, 즉 ∇ 는 다음과 같다.

$$\nabla_m = \frac{\partial P}{\partial \phi_m} = \frac{\partial P}{\partial w_m} \frac{\partial w_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} \quad (6)$$

따라서 각 안테나 소자의 파워비에 대한 그라디

언트 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\nabla = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1} \frac{\partial w_1}{\partial \phi_1} + \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2} \frac{\partial w_2}{\partial \phi_2} + \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_m} \frac{\partial w_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N} \frac{\partial w_N}{\partial \phi_N} + \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} \quad (7)$$

또 (6)식의 우변 첫 번째 항을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial w_m} \frac{\partial w_m}{\partial \phi_m} &= \frac{\partial}{\partial w_m} \left(\frac{\sum_{n=1}^N w_m y_n \sum_{n=1}^N w_n^* y_n}{\sum_{n=1}^N w_m x_n \sum_{n=1}^N w_n^* x_n} \right) \frac{\partial e^{j\phi_m}}{\partial \phi_m} \\ &= \frac{w_m^* \cdot y_m \cdot Y \cdot X \cdot X^* - w_m \cdot Y^* \cdot Y \cdot x_m^* \cdot X}{(X \cdot X^*)^2} j \end{aligned} \quad (8)$$

또 (8)식의 우변 두 번째 항을 구해보면 다음과 같다

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} &= - \frac{\partial}{\partial w_m^*} \left(\frac{\sum_{n=1}^N w_m^* y_n \sum_{n=1}^N w_n y_n^*}{\sum_{n=1}^N w_m^* x_n \sum_{n=1}^N w_n x_n^*} \right) \frac{\partial e^{-j\phi_m}}{\partial \phi_m} \\ &= - \frac{w_m^* \cdot y_m \cdot Y \cdot X \cdot X^* - w_m^* \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_m \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} j \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 (8),(9)식은 서로 공액 복소수이므로 최종 ∇ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \nabla_m &= \frac{\partial P}{\partial \phi_m} = \frac{\partial P}{\partial w_m} \frac{\partial w_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} \\ &= 2 \operatorname{Im} \left[\frac{w_m^* \cdot y_m \cdot Y \cdot X \cdot X^* - w_m^* \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_m \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\text{Im}[\bullet]$ 는 복소수 값인 \bullet 의 허수 부분이고, w_m 는 현 스냅샷에서의 m 번째 웨이트 벡터고, X 는 $w^H X$ 이고 Y 는 $w^H Y$ 로 대체하였다.

따라서 모든 안테나 소자의 파워비에 대한 그라디언트 값은 다음과 같다.

$$\nabla = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1} \frac{\partial w_1}{\partial \phi_1} + \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2} \frac{\partial w_2}{\partial \phi_2} + \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_m} \frac{\partial w_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N} \frac{\partial w_N}{\partial \phi_N} + \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix}$$

$$= 2 \text{Im} \begin{bmatrix} \frac{w_1^* \cdot y_1 \cdot Y^* \cdot X \cdot X^* - w_1 \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_1 \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} \\ \frac{w_2^* \cdot y_2 \cdot Y^* \cdot X \cdot X^* - w_2 \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_2 \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} \\ \dots \\ \frac{w_m^* \cdot y_m \cdot Y^* \cdot X \cdot X^* - w_m \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_m \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} \\ \dots \\ \frac{w_N^* \cdot y_N \cdot Y^* \cdot X \cdot X^* - w_N \cdot Y \cdot Y^* \cdot x_N \cdot X^*}{(X \cdot X^*)^2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

각 안테나의 위상벡터는 다음과 같이 갱신한다.

$$\phi(n+1) = \phi(n) + \mu \cdot \text{sign}(\nabla) \quad (12)$$

여기서 n 는 스냅샷 인덱스를 표시하고, μ 는 출력파워의 그라디언트 값 부호에 의해 위상지연이 증가 또는 감소하게 하는 적응이득 값이다. 다양한 컴퓨터 실험 결과, 일반적인 이동통신환경 하에서의 적응이득 값 μ 는 0.01- 0.1 범위가 됨을 알 수 있었다.

최종적으로 웨이트 벡터 w 는 다음과 같이 갱신한다.

$$w(n+1) = e^{j\phi(n+1)} \quad (13)$$

최적의 위상지연 벡터를 구하는 절차와 계산량을 그림2의 흐름도에서 보여주고 있다. 그림2의 흐름도

에 따른 웨이트 갱신 절차는 다음과 같다.

Step 1: 최초 신호를 수신하기 전에 웨이트 벡터 $w(0)$ 를 임의의 값으로 초기화하고, 스냅샷 인덱스를 초기화한다. 여기서 "스냅샷" 함은 배열 안테나에 입사되는 신호를 관측하여 새로운 웨이트벡터 w 를 계산하는 시간을 말한다.

Step 2: 최초 신호 X, Y 를 수신한 다음 출력신호 $X = w^H X, Y = w^H Y$ 를 계산한다.

Step 3: 각 안테나 소자의 입출력 파워비에 대한 그라디언트 값을 식 (11)과 같이 계산한다.

Step 4: 각 안테나 소자의 입출력파워비에 대한 그라디언트의 부호를 판별하여 적응이득 값의 증감을 결정한 다음, 식 (12)과 같이 현재의 안테나 위상 값에 더하여 새로운 위상 값으로 갱신한다.

Step 5: 갱신된 위상벡터를 이용해 식 (13)와 같이 웨이트 벡터를 갱신한다.

Step 6 : 다음 웨이트 값 갱신이 필요하면 Step 2로 돌아가서 다시 시작한다.

웨이트벡터를 계산하는 절차는 그림2의 흐름도와 같이 정리할 수 있다. 그림 2의 흐름도에는 각 절차에서 요구되는 계산량도 같이 표기되어 있다. 그림에 나타난 바와 같이 웨이트 벡터를 계산하기 위해 소요되는 총계산량은 약 $O(6N+8)$ 이며 계산량을 산정함에 있어 $O(N)$ 은 두개의 $(N \times 1)$ 벡터를 내적하는데 소요되는 계산량으로 정규화하여 나타내었다.

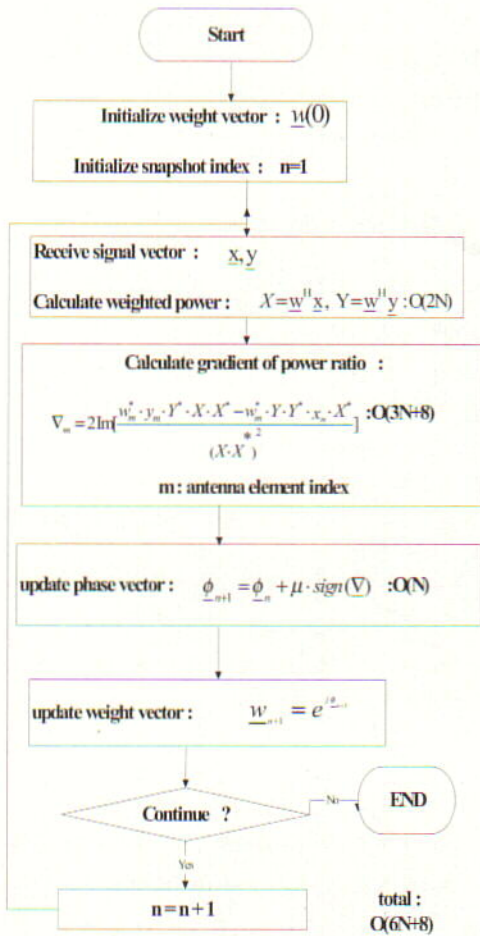


그림2. 일반화된 온-오프(Generalized On-Off)알고리즘의 흐름도
Fig.2 Flowchart of the Generalized On-Off algorithm

IV. 성능분석

4.1 IS2000 1X 신호환경에서의 성능분석

본 장에서는 IS2000 1X 신호환경에서 일반화된 온-오프 알고리즘의 성능분석을 보여주고자 한다. 본 논문에서 고려한 IS2000 1X 시스템의 데이터 채널의 변조된 심볼율(symbol rate)은 76.8ksps로, 이 값은 실제 처리이득이 16이라는 것을 의미한다. 파일럿 채널의 적분주기는 웨이트 벡터를 계산하기 위한 처리이득으로 본 논문에서는 처리속도와 성능을 종합 고려하여 128칩 주기로 정하였다[14]. 본 논문에서의 성능분석은 2개의 핑거가 사용되는 레

이크(rake) 수신기를 사용하여 페이딩과 각분산이 존재하는 다양한 환경을 고려하였다.

본 성능분석에서 공동으로 사용한 파라미터는 다음과 같다.

- (1) SNR = 10dB
- (2) 도플러 주파수 = 40 Hz
- (3) 이동도(mobility) = 0.01°/snapshot
- (4) 안테나 수 = 8

그림3은 원하는(desired) 사용자가 0°에서 0.01°/snapshot 속도로 DOA (Direction Of Angle)가 움직일 때의 제안 알고리즘이 제공한 빔패턴을 보여주고 있다. 스냅샷주는 128칩 주기로 정하였기 때문에 원하는 사용자는 각 프레임(frame)주기(20 ms)에 1.92°씩 움직이게 된다. 그림3에서 보여주는 빔패턴들은 0.5초 동안 48° 변화한 것으로, 그림에서 보는 바와 같이 제안 알고리즘이 정확하게 움직이는 사용자를 추적한다.

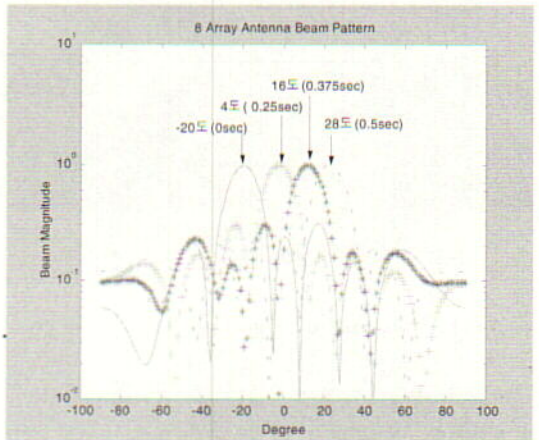


그림3. 파일럿PG가 128일 때의 빔 포밍 추적
Fig. 3 Tracking of the Beam forming when the pilot PG is 12

그림4와 그림5는 처리이득이 128과 16으로 하였을 때 각 피검이 없는 상황에서 제안 알고리즘의 BER(Bit error rate) 성능을 기존 온-오프 알고리즘 [7]과 비교 분석하였다. 그림4에서 보는 바와 같이 처리이득이 충분히 높으면 기존 온-오프 알고리즘도 수신신호를 최적화 할 수 있기 때문에, 제안 알고리즘은 안테나 어레이의 출력파워를 최대화하는 기존 방법과 성능차이가 거의 없음을 알 수 있다. 그림5에서 보는 바와 같이 처리이득이 16이고 사용자 수

가 증가하면 기존 온-오프 알고리즘은 원하는 신호를 정확히 복원시키지 못하기 때문에 성능이 현격히 감소하는 반면에 일반화된 온-오프 알고리즘은 우수한 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다.

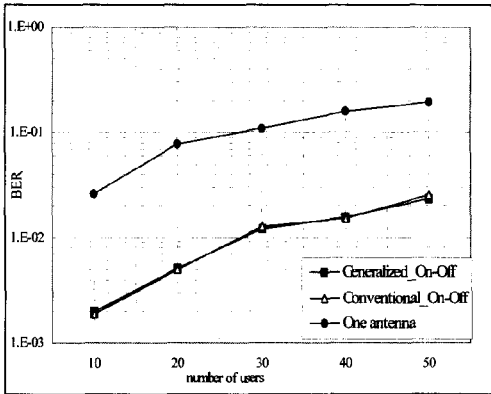


그림4. 파일럿 PG가 128일 때의 BER 성능
Fig. 4 BER Performance when the pilot PG is 128

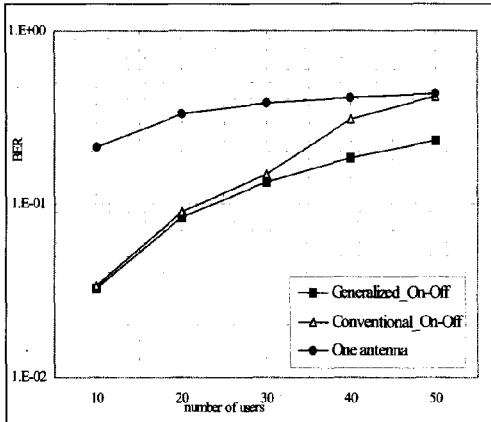


그림5. 파일럿 PG가 16일 때의 BER 성능
Fig. 5 BER Performance when the pilot PG is 16

그림6, 그림7는 IS2000 1X 통신환경에서 DOA를 중심으로 각분산이 $\pm 5^\circ$ 과 $\pm 10^\circ$ 일 때 제안한 알고리즘의 BER 성능을 분석했다. 그림6과 그림7에서 보는 바와 같이 기존 온-오프 알고리즘의 BER 값이 간섭자수 증가와 각분산이 커지는 것에 따라 증가하고 있지만, 제안 알고리즘은 각도 퍼짐과 간섭자수에 영향을 크게 받지 않게 된다.

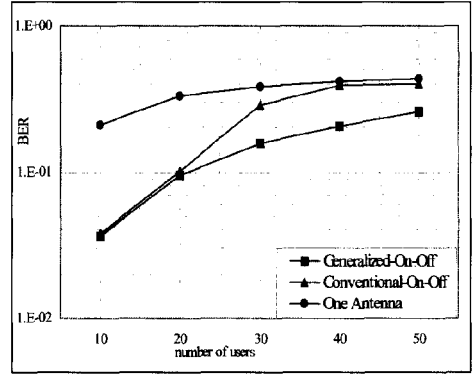


그림6. 각도 퍼짐이 $\pm 5^\circ$ (PG=16)일 때 BER 성능
Fig. 6 BER Performance when the angular spread is $\pm 5^\circ$ (PG=16)

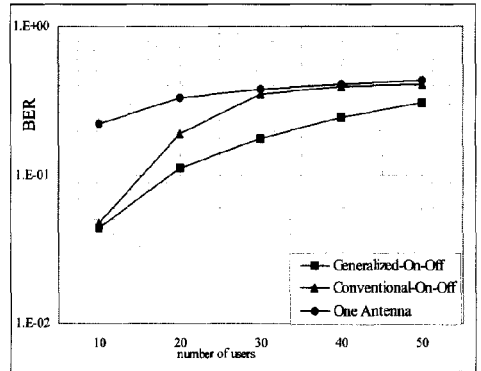


그림7. 각도 퍼짐이 $\pm 10^\circ$ (PG=16)일 때 BER 성능
Fig. 7 BER Performance when angular spread of $\pm 10^\circ$ (PG=16)

그림8는 2개 핑거가 있는 레이크 수신기를 사용하고 처리이득이 낮은 16과 각분산이 $\pm 15^\circ$ 인 나쁜 신호환경하에 제안 알고리즘의 BER 성능을 보여주고 있으며, 두개 핑거의 파워 비율은 5:5으로 가정했다. 그림6에서 보는 바와 같이 기존 온-오프 알고리즘은 단지 간섭자수 적을 때에 효과가 있음을 알 수 있다. 그러나, 간섭자수가 증가하게 되면 기존 온-오프 알고리즘의 성능은 웨이트 벡터를 최적화하기 위한 SINR가 너무 작기 때문에 성능이 나빠진다. 이와는 반대로 일반화된 온-오프 알고리즘은 간섭자수가 50명까지 증가해도 아주 좋은 BER 성능을 나타낸다. 그림9는 낮은 처리이득에 다 파워비율1:9인 나쁜 신호환경하에 제안 알고리즘의 BER 성능을 보여줬다. 이렇게 나쁜 신호환경하에 제안한 알고리즘은 좋은 성능을 유지하는 것을 확인했다.

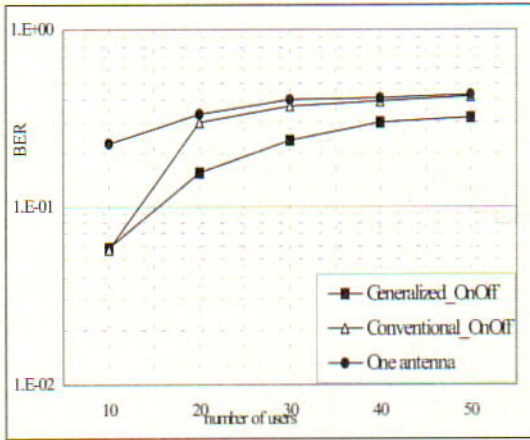


그림8. 두개 finger(파워비율이 5:5), 각분산이 $\pm 15^\circ$ 일때의 BER 성능
Fig.8 BER Performance with two finger(power ratio 5:5) and Angular spread of $\pm 15^\circ$

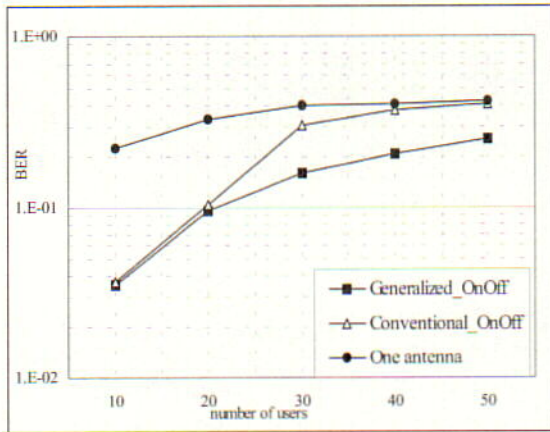


그림9. 두개 finger(파워비율이 1:9)일 때의 BER 성능
Fig.9 BER Performance with two finger(power ratio 1:9)

상기 성능분석을 종합해 보면, 특별히 신호환경이 나쁠 때, 예를 들면 처리이득이 낮거나 각분산도퍼짐이 넓어져서 원하는 신호가 산란(scattering)하게 입사하는 열악한 신호환경에서도 제안한 일반화된 온-오프 알고리즘은 기존 알고리즘보다 상대적으로 성능이 우수하다는 것이 판명되었다.

4.2 위성트래커 시스템에서의 성능분석

본 응용에서는 위성에서 송신하는 신호를 실시간으로 추적할 수 있는 위성 트래커에 본 제안 알고리즘을 적용하였다. 정지 위성을 추적하는 위성트래커의 안테나 어레이로 수신되는 신호는 미리 정

해진 위성의 위치에 따라 안테나 간의 위상차가 발생되므로, 지연된 위상 값을 온-오프 알고리즘을 통해 보상하게 된다. 즉, 각 안테나 소자간의 위상지연을 조정함으로써, 위성신호가 수신되는 방향으로 최대의 이득이 제공되게 한다. 지연된 위상값 조정은 RF단에서 위상 천이기(Phase Shifter)를 이용한다. 이러한 위상보상에 따른 최적의 빔패턴을 얻기 위해 본 응용에서는 안테나 어레이로 수신된 신호의 출력파워를 그래디언트 하여 그 결과 값의 부호로 위상의 증감을 계산하는 온-오프 알고리즘을 이용한다. 본 응용에서는 일차원 안테나 어레이로 입사되는 수신신호의 출력값을 최대화하는 위상값을 구하는 방법을 제시하였다. 본 성능분석에서 공동으로 사용한 파라미터는 다음과 같다.

- (1) number of antennas = 16
- (2) 캐리어 주파수 = 12 GHz

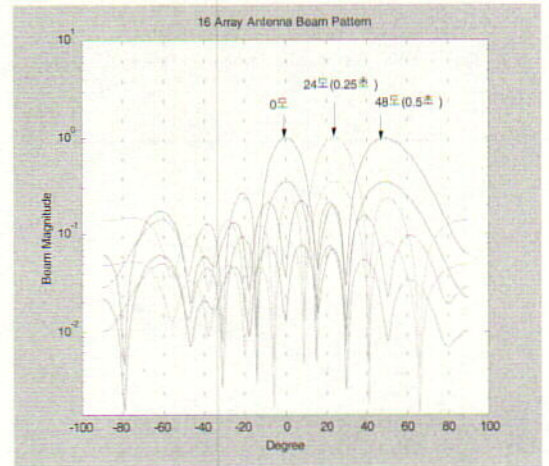


그림10. 제안 알고리즘을 이용한 위성트래커의 빔패
Fig. 10 Satellite Tracking of the Beam forming with the proposed algorithm

그림10은 원하는(desired) 사용자가 0° 에서 0.01° /snapshot 속도로 DOA (Direction Of Angle)를 움직일 때의 제안 알고리즘이 제공한 빔패턴을 보여주고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 제안 알고리즘이 정확하게 움직이는 사용자를 추적한다. 따라서 본 제안 알고리즘을 사용한 위성트래커 시스템의 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다.

그림 11, 12은 정지위성에서 송신하는 신호의 coverage에 따른 위성트래커의 성능을 보여주고 있다. 정지위성의 송신 coverage에 따라 사용자의 수신

파워는 달라지므로, 본 논문에서는 coverage에 따른 사용자의 수신파워를 다르게 설정하여 수신파워 값에 따른 BER 성능을 확인하였다.

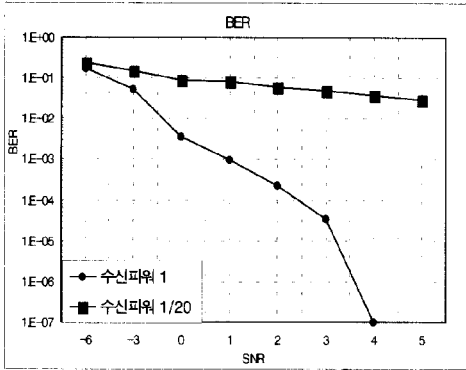


그림11. 제안 알고리즘을 적용한 위성트랙커 안테나 SNR에 따른 BER 성능
Fig. 11 BER Performance of the proposed On-Off algorithm in satellite antenna system.

그림11은 정지위성신호의 수신 coverage 즉, 수신파워에 의한 위성 트랙커의 수신성능을 보기위해 SNR에 따른 BER 성능을 보여주고있다. 그림11에서 보는 바와 같이 SNR 증가에따라 수신파워가 1인경우의 성능이 수신파워가 1/20인경우보다 월등히 우수한 성능을 보여주고있다. 즉, 정지위성신호의 수신coverage가 적으면 적응수준 수신파워는 증가해 위성트래킹이 잘된다는 것을 알 수 있다. 예를 들면, 위성신호의 coverage가 20배 적은 상황, 즉 수신파워가 20배 큰 경우 SNR이 1dB일때 BER성능이 약 100배 향상됨을 볼수있다.

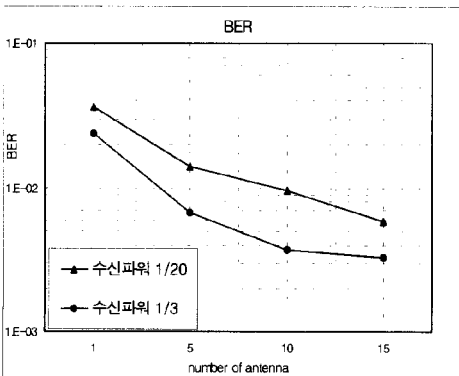


그림12. 제안 알고리즘을 적용한 위성트랙커 안테나 숫자 따른 ER 성능비교(SNR=10dB)
Fig. 12 BER Performance of the proposed On-Off algorithm in satellite antenna system (SNR=10dB)

그림12은 정지위성의 수신 coverage에 의한 위성트랙커의 수신성능을 안테나 숫자에 따른 BER 성능으로 보여주고 있다. 그림12에서 보는바와 같이 안테나 수가 증가함에 따라 성능이 더욱 좋아지며, coverage가 적을수록 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다.

위성트랙커 시스템에서 본 제안 알고리즘을 사용하여, 사용자의 이동도에 따른 빔추적과 정지위성의 수신 coverage에 따른 BER 성능 등의 다양한 성능을 확인한 결과 우수한 성능을 제시한다는 것을 알 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 안테나 이레이를 이용한 블라인드 방법을 근간으로 하는 최적의 웨이트 벡터 계산을 위해 일반화된 온-오프 알고리즘을 제시하였다. 본 논문에서 제안한 알고리즘은 가입자가 많거나, 원하는 신호가 산란 되어 입사하거나, 그리고 너무 낮은 처리이득 등의 열악한 신호환경 하에서 기존 알고리즘보다 약 3배까지 용량이 증대됨을 알 수 있었다. 또한 제안 알고리즘은 각 스냅샷에서 최적 웨이트를 계산하는데 필요한 계산량이 일차원의 계산량, 즉, $O(6N+8)$ 을 가지고 있어 범용 DSP를 이용한 실시간 처리가 가능함을 확인하였다. 제안한 일반화된 온-오프 알고리즘을 실제 IS2000 1X 이동통신환경 시스템과 위성추적 시스템에 응용한 결과 통신 용량 증대 및 통신 품질향상이 이루어짐을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode "Adaptive Antenna System," *Proc. IEEE*, Vol.55, no.12, pp.2143-2159, Dec. 1967.
- [2] J. H. Winters "Smart antennas for wireless systems", *IEEE Person. Commun. Mag.*, pp.23-27, Feb. 1998.
- [3] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall Inc. 1996.
- [4] D.H. Jonson and S. Degraaf, "Improving the resolution of bearing in passive sonar arrays by eigenvalue analysis", *IEEE Trans.*

Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-30, pp.638-647, Aug. 1982

[5] 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, Signal Processing*, k vol. ASSP-34, pp.331-341, Apr. 1986.

[6] R.T. Compton, Jr, *Adaptive Antennas*, Prentice Hall Inc., 1988.

[7] S. Ahn and S. Choi "An Adaptive Beamforming Algorithm with a Linear Complexity for a Multipath Fading CDMA Channel", *IEICE, Trans. on Communication*, Vol.E84-B, no.8, pp.2317-2320, Aug. 2001.

[8] A. F. Naguib *Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks*, Ph.D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, Stanford Univ., Aug. 1996.

[9] S. Kwon, I. Oh and S. Choi, "Adaptive Beamforming form the Generalized Eigenvalue Problem with a Linear Complexity for a Wideband CDMA Channel," *50th Vehicular Technology Conference*, Sep. 19-22, 1999.

[10] S. Choi, J. Choi and H. Im "A Novel Adaptive Beamforming Algorithm for Antenna Array CDMA Systems with Strong Interferes", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol.51, no.5, 2002.

[11] A. Denidni and G. Y. Delisle "A Nonlinear Algorithm for Output Power Maximization of Indoor Adaptive Phased Array", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol.37, no.2, pp.201-209, 1995.

[12] J. Litva and T. K. Lo *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, 1996.

[13] A. J. Paulraj and C. B. Papadias "Space-time Processing for Wireless Communications", *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol.14, no.6, pp.49-83, 1997.

[14] J. S. Lee and L.E. Miller *CDMA Systems Engineering Handbook*, Archtech House, 1998

이 정 자(Zheng-Zi Li)

정회원



1993년 9월 : 중국 연변과학기술대학교 전자 전산학과 (공학사)

1998년 2월 : 한양대학교 전자 통신공학과(공학석사)

2000년 2월~현재 : 한양대학교 전자통신전공학과 박사

사과정 수료

<주관심분야> 스마트 안테나, SDR, 이동통신

안 성 수(Sung-Soo Ahn)

정회원



1983.3 ~1987.2 : 한양대학교 공과대학 전자공학과 (학사)

1987.8 ~1990.2 : 한양대학교 공과대학 전자공학과 (석사)

1990.3 ~1997.9 : 국방과학연구소 연구원

1997.3 ~2001.8 : 한양대학교 공과대학 전자통신과 (박사)

2002.3~현재 : 명지전문대학 정보통신과 조교수

<주관심분야> 스마트 안테나 시스템, 적응 알고리즘, 무선 이동통신

최 승 원(Seung-Won Choi)

정회원



1980년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)

1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학석사)

1985년 12월 : Syracuse Univ 전기 및 전산과(공학석사)

1988년 12월 : Syracuse Univ. 전기 및 전산과 (공학박사)

1992년 8월~현재 : 한양대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수

<주관심분야> 스마트 안테나 시스템, 디지털 통신, DSP 응용