

# IS-2000 1X CDMA 환경에서 스마트 안테나 시스템의 적응 빔형성을 위한 선형화된 멱승법 알고리즘

정회원 김민수\*, 최승원\*\*

## Linearized Power Method Algorithm for Adaptive Beamforming of Smart Antenna System in IS-2000 1X CDMA Environments

Minsoo Kim\*, Seungwon Choi\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문은 멀티패스 페이딩이 존재하는 CDMA 채널에서 새로운 빔형성 알고리즘을 통해 적응 배열 안테나의 성능을 향상시키기 위한 최적의 웨이트 벡터를 구하는 방법을 제시하였다. 제안한 빔형성 알고리즘은 멱승법을 근간으로 하며, 전체 계산량이  $O(4N)$ 밖에 되지 않는 선형화 된 멱승법(power method) 알고리즘이다. 여기서  $N$ 은 안테나 수를 의미한다. 제안된 알고리즘의 성능은 IS-2000 1X CDMA 환경에서 심볼 에러율(symbol error rate), 사용 가능지수(allowable capacity), 수렴도(convergence) 등에 대한 분석을 통해 확인하였다. 성능분석 결과 적응 배열 안테나 시스템은 기지국 셀 내에서 기존 안테나 시스템에 비해 6-10배정도 사용 가능지수가 증가 하였다. 또한, 제안 알고리즘은 심볼 에러율, 수렴도, 계산량의 모든 경우에서 기존 알고리즘에 비해 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

### ABSTRACT

This paper proposed the method of finding optimal weight vectors for enhancing the performance of an adaptive array antenna system by adopting a novel beam-forming algorithm in CDMA (code division multiple access) channel. This algorithm is a linearized power method, based on power method, with the total computational load,  $O(4N)$ . Where,  $N$  denotes the number of antenna elements. The performance of the proposed algorithm is shown in terms of SER (symbol error rates), allowable capacity, and the convergence characteristic in IS2000 1X CDMA channel. As a result of simulations, the adaptive array antenna system allows 6-10 times more users than the conventional one in a cell of a base station. Furthermore, the proposed algorithm shows superior performance to the conventional one regarding symbol error rates, converging characteristics, and computational load.

**Keyindex** : IS-2000 1X CDMA, 멱승법, 적응 배열 안테나

### I. 서론

스마트 안테나 시스템은 원하는 신호(desired signal)로는 최대의 빔 이득을 주고, 여타 다른 간섭 신호로는 최소의 이득을 제공하여 무선통신의 처리 이득을 증대 시킴으로써 통신 용량과 품질을 향상

시켜 주는 시스템이다<sup>[2][6]</sup>. 본 논문에서는 이러한 스마트 안테나 시스템의 빔형성 과정에 적용되는 웨이트 벡터의 계산과정을 최적화하기 위해 멱승법(power method)<sup>[1]</sup>에 근간을 둔 새로운 선형화된 적응 빔형성 알고리즘을 제안한다. 제안 알고리즘의 웨이트 벡터를 계산하는 방법은 수신신호의 자기상

\* 동해대학교 정보통신공학과,

\*\* 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부

논문번호: 020354-0813, 접수일자: 2002년 8월 13일

관 행렬(autocovariance matrix)의 최대 고유치(maximum eigenvalue)에 대응하는 고유벡터(eigenvector)를 이용한다<sup>[3][10]</sup>. 따라서 역승법을 이용한 알고리즘은 수신신호의 자기상관 행렬이 새로운 신호를 수신할 때마다 새롭게 갱신되어야 하므로, 스냅샷 당 웨이트 계산량이 2차( $O(N^2)$ )로 복잡해진다<sup>[1]</sup>. 이러한 복잡한 계산량을 줄이기 위해 행렬계산을 적절한 벡터 계산으로 대체하고, 또한 최종 고유벡터도 행렬계산 없이 구할 수 있게 단순화하여 변형된 선형 적응 절차를 가지는 알고리즘이 제시된 바 있다<sup>[5]</sup>. 이러한 기존의 선형 역승법 알고리즘은 웨이트 벡터를 구하기 위해 일정 시간동안, 즉, 여러 번의 스냅 샷 동안에 해당되는 신호벡터의 평균값을 이용하고 있다. 본 논문에서는 기존의 알고리즘과는 달리 매 스냅 샷 마다 신호벡터를 이용하여 웨이트 벡터를 갱신하는 새로운 역승법 알고리즘을 제시하였다. 본 논문의 2장에서는 제안된 역승법 알고리즘과 기존 알고리즘의 적응절차, 순서도, 계산량을 분석하였다.

본 논문에서는 제안된 역승법 알고리즘을 IS-2000 1X CDMA 채널에 적용하여 성능분석을 수행하였다<sup>[4][11][12]</sup>. IS-2000 1X 채널은 고속의 다양한 데이터 전송을 위해 가변 데이터율(variable data rate)을 지원하고 있어 데이터 채널의 처리이득(processing gain)이 가변된다. 또한 IS-2000 1X 채널에서는 IS-95A/B 채널과 달리 역방향 링크(reverse link)에서 파일럿 채널이 존재하므로, 본 논문에서는 파일럿 채널의 특성을 이용하여 좀 더 정확한 웨이트 갱신을 수행하였다. 즉, 파일럿 채널은 데이터가 실려있는 않는 채널이므로 임의로 확산주기를 설정할 수 있다<sup>[13]</sup>. 이러한 파일럿 채널의 특성을 이용하여 좀 더 정확한 웨이트 벡터를 구하여 배열 안테나의 성능을 향상시켰다. 본 논문에서는 기존 방법과 제안 방법의 성능을 IS-2000 1X 채널에서 무선 채널상황의 변화에 따른 데이터 채널의 변조 심볼 에러율(modulation symbol error rate)을 제시함으로써 비교 분석하였다.

## II. 선형화된 역승법(LINEARIZED POWER METHOD)

1. 순시치를 이용한 선형화된 역승법  
 $m$ 번째 스냅샷에서의 수신신호에 대한 자기상관행렬  $\underline{R}(m)$ 에 있어서, 가장 큰 고유치에 대응하는 고

유벡터를 구하는 방법은 아래의 식 (1)과 같다<sup>[1]</sup>.

$$\begin{aligned} \underline{w}(m,i) &= \underline{R}(m) \underline{w}(m,i-1) / \|\underline{R}(m) \underline{w}(m,i-1)\| \\ &= \underline{R}^i(m) \underline{w}(m,0) / \|\underline{R}^i(m) \underline{w}(m,0)\| \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $\|\bullet\|$  는 벡터  $\bullet$ 의 놈(norm)을 의미하며,  $\underline{w}(m,0)$ 는  $m$ 번째 스냅샷에서의 초기 웨이트 벡터값이다. 허미션 행렬의 가장 큰 고유치에 대응하는 고유벡터  $\underline{e}_{MAX}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \underline{e}_{MAX} &= \lim_{i \rightarrow \infty} \underline{w}(m,i) \rightarrow \underline{w}(m,I) \quad (2) \\ \underline{w}(m,I) &= [\underline{R}^I(m) \underline{w}(m,0)] / \|\underline{R}^I(m) \underline{w}(m,0)\| \end{aligned}$$

여기서  $I$ 는 고유벡터를 구하기 위해 필요한 반복절차 회수에 해당한다.

새로운 자기상관 행렬은 다음 식 (3)을 통해 구하게 된다<sup>[6]</sup>.

$$\underline{y}''(m) \underline{R}(m) = f \underline{R}(m-1) + \underline{y}(m) \quad (3)$$

여기서  $m$ 은 스냅샷 인덱스를 가리키며,  $f$ 는  $0 \leq f < 1$ 의 범위 안에 존재하게 되는 망각인자(forgetting factor)이며,  $\underline{y}(m)$ 은  $m$ 번째 스냅샷에서 역확산된 수신신호를 가리키며, 위 첨자  $H$ 는 허미션(Complex-Conjugate and Transposed)연산자를 표시한다.

식 (1)-(3)에서 보여주고 있는 적응절차를 간단화하기 위해서는 각 스냅샷에서 한번의 반복절차, 즉, 식 (2)에서  $I = 1$ 일 때에도 적절한 웨이트 벡터를 구할 수 있다고 가정하자. 이러한 방법은 다음과 같은 두 가지 사실을 기초로 하고 있다. 첫째로, 전 스냅샷에서 구한 해는 각 스냅샷에서 웨이트 벡터의 초기치이기 때문에, 반복절차는 실제값과는 거리가 먼 초기치로 시작하는 것은 아니어야 한다. 둘째로, 역확산 과정을 겪은 수신신호에 대한 자기상관행렬은 원하는 신호의 파워에 대응하는 우세한(dominant) 고유치를 가지고 있어야 한다. 즉, CDMA 채널에서 원하는 신호는 적절한 PN 상관을 거치게 되면 처리이득만큼 간섭신호보다 상대적으로 우세한 값을 가지게 된다<sup>[7]</sup>. 이러한 사실들을 근거로 하면, 식(2)에서 반복회수를 가리키는  $i$ 는 없앨 수 있다. 결과적으로 식 (1)은 다음과 같이 쓸

수 있다.

$$\underline{w}(m) = \underline{u}(m) / \|\underline{u}(m)\| \quad (4)$$

여기서  $\underline{u}(m)$ 은 식 (5)와 같이 정의된다.

$$\underline{u}(m) = \underline{R}(m) \underline{w}(m-1) \quad (5)$$

여기서  $\underline{u}(0) = \underline{y}(0)$ 이다.

식 (3)을 식 (5)에 대입하면 식 (6)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \underline{u}(m) = & f \underline{R}(m-1) \underline{w}(m-1) \\ & + \underline{y}(m) \underline{y}^H(m) \underline{w}(m-1). \end{aligned} \quad (6)$$

계산량을 줄이기 위해서 식 (6)의 우변 첫째 항, 즉,  $\underline{R}(m-1) \underline{w}(m-1)$ 를 보자. 적응 절차가 실제값에 근접했을 때의 정상상태(steady state)에서는  $\underline{w}(m-1) \approx \underline{w}(m-2)$ 로 할 수 있다. 따라서 식 (6)은 다음과 같이 쓸 수 있다

$$\underline{u}(m) = f \underline{u}(m-1) + \underline{y}(m) \underline{y}^H(m) \underline{w}(m-1). \quad (7)$$

웨이트 벡터는 식 (4)와 (7)에 의해 매 스냅샷마다 구해진다. 식 (7)의 계산절차에서 보면 어떠한 행렬 계산 과정도 없다. 이것은 자기상관 행렬 없이도 벡터연산으로만 고유벡터를 구할 수 있다는 것을 의미한다. 식 (7)의 근사법은 다음과 같이 해석될 수 있다<sup>8)</sup>. 만일 전 스냅샷에서 웨이트 벡터가 원하는 고유벡터와 거의 동일하다면, 식 (8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\underline{w}(m-1) \underline{w}^H(m-1) \approx \lambda_{MAX}(m-1) \underline{w}(m-1) \quad (8)$$

여기서  $\lambda_{MAX}(m-1)$ 는  $\underline{R}(m-1)$ 의 최대고유치를 나타낸다. 그러나  $\underline{w}(m-1) \approx \underline{w}(m-2)$ 이기 때문에  $\lambda_{MAX}(m-1) \approx \underline{w}^H(m-1) \underline{R}(m-1) \underline{u}(m-1) \approx \underline{w}^H(m-1) \underline{u}(m-1)$ 로 쓸 수 있고, 식 (8)은 식 (9)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \underline{R}(m-1) \underline{w}(m-1) & \approx \underline{w}^H(m-1) \underline{u}(m-1) \\ \underline{w}(m-1) & = \underline{u}(m-1) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 웨이트 벡터는 각 스냅샷에서 정규화

(normalized)하였다. 즉,  $\underline{w}^H(m-1) \underline{w}(m-1) = 1$ 이다.

식 (8)과 (9)를 식 (6)에 대입하면 식 (7)을 또한 얻을 수 있다. 식 (4)-(9)에서 보는 바와 같이 수정된 먹송법의 계산량은  $O(N^2)$ 가 아닌  $O(N)$ 이 된다. 따라서 본 제안 절차를 선형화된 먹송법이라고 말할 수 있다<sup>9)</sup>. 식 (7)의 선형화된 먹송법에서 갱신되는 벡터  $\underline{u}(m)$ 은 식 (10)에 의해 구해진다.

$$\begin{aligned} \underline{u}(m) = & \sum_{i=1}^m f^{m-i} \underline{y}(i) \underline{y}^H(i) \underline{w}(i-1) \quad \text{for } m \geq 1 \\ & (\underline{u}(0) = \underline{y}(0)). \end{aligned} \quad (10)$$

상기 식 (10)을 보면 계산량이 상당히 줄어들었기 때문에 스냅샷 간격의 주기도 줄어들게 된다. 따라서 현 스텝샷에서의 웨이트 벡터를 구하는 해는 전 스냅샷에서의 웨이트 벡터와 유사하게 된다. 이것은 웨이트 벡터를 구하기 위한 갱신절차를 여러 번 할 필요가 없다는 것을 의미한다. 결론적으로 필요한 계산량의 감소는 스냅샷당 필요한 반복수회의 감소와 연관된다. 따라서 스냅샷 당 한번의 반복절차는 식 (7)에서 보여주는 간단화된 절차로 충분하다. 선형화된 먹송법의 적응 절차는 그림. 1의 흐름도(flow chart)에서 보여주고 있다. 그림. 1에서 보여주고 있는 N에 대해서 설명하면, 1N은 복소수(complex value)로 되어있는 두개의 [Nx1]벡터에 대한 내적(inner product) 계산량을 의미하며, 0.5N은 복소수인 하나의 [Nx1] 벡터와 실수(real value)에 대한 곱셈 또는 나눗셈에 필요한 계산량을 의미한다.

## 2. 기존의 먹송법 알고리즘

본 논문에서는 제안 알고리즘과 기존 먹송법<sup>5)</sup>과의 성능을 비교하였다. 기존의 알고리즘은 제안 알고리즘과는 달리 정해진 스냅샷 구간 동안 수신신호 벡터를 평균하는 근사화 절차를 필요로 하며, 이에 따라 해당 구간 내에서 동일한 웨이트 벡터를 반복 적용하여 최종출력신호를 구한다는 점에서 큰 차이가 있다. 기존 먹송법 알고리즘의 핵심 적응절차는 자기상관 행렬의 계산을 간단화 하기위한 것으로 다음과 같은 절차를 거친다.

먼저 수신신호 벡터  $\underline{y}_i$ 를 입력 받아 P개의 스냅샷마다 자기상관행렬( $R_p$ )를 구성하여 식(11)과 같

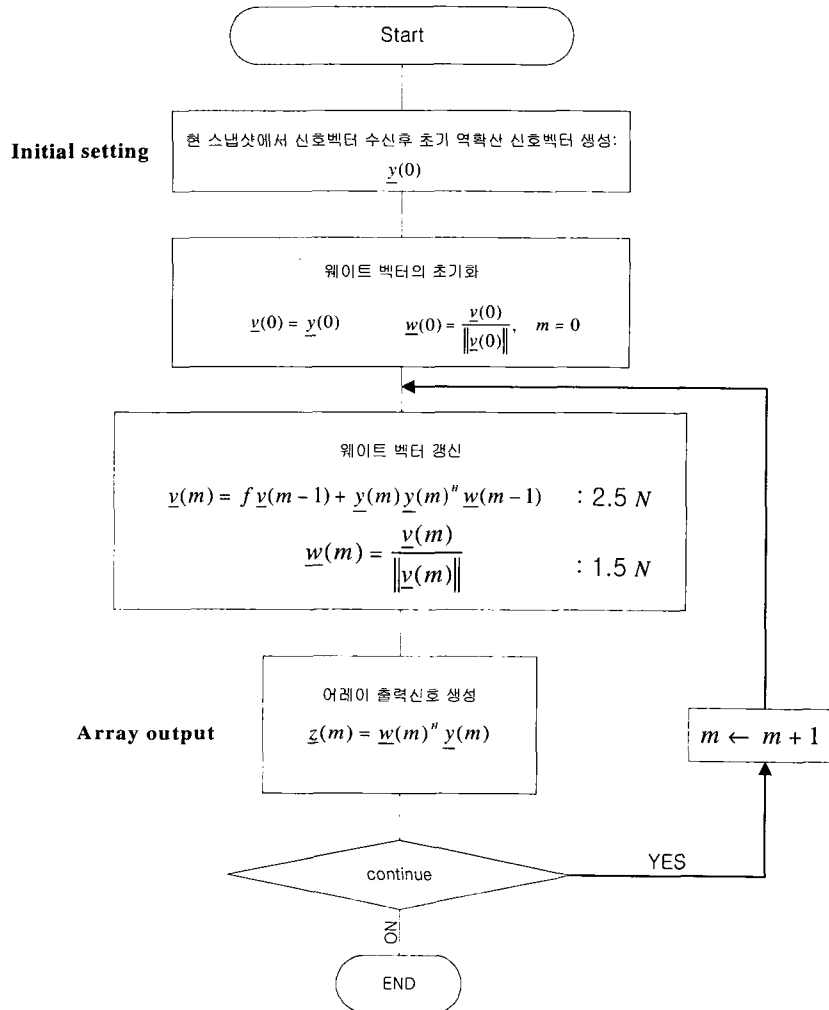


그림 1. 제안된 알고리즘의 흐름도

이 근사화한다.

$$R_p \approx \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=(p-1)P+1}^{pP} \underline{y}_i \cdot \underline{y}_i^H \right] \quad (11)$$

단,  $p (= 1, 2, \dots)$ 는 자기상관 행렬의 갱신구간에 대한 첨자이며,  $\underline{y}$ 는 수신신호 벡터를 나타내는 첨자이다. 즉, P개의 스냅샷 마다 평균하여 자기상관 행렬을 근사화 하는 블록단위의 근사화 과정을 거친다. 자기상관행렬( $R_p$ )에 먹승수 방법을 적용하면 식(12)로 전개된다.

$$\underline{w}_k = R_p \cdot \underline{w}_{k-1} = \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=(p-1)P+1}^{pP} \underline{y}_i \cdot \underline{y}_i^H \right] \cdot \underline{w}_{k-1} \quad (12)$$

이 때, 자기 상관 행렬( $R_p$ )에 대한 먹승수 반복계산을 1회로 한정하면, 초기 웨이트 벡터( $w_0$ )가 상수 벡터로서 P개의 스냅샷 동안 사용된다. 따라서 행렬 연산이 없는 벡터연산만이 남는다. P번째 자기 상관 행렬에 대한 웨이트 벡터는 식(13)으로 표현된다.

$$\underline{w}_p = \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=(p-1)P+1}^{pP} \underline{y}_i \cdot (\underline{y}_i^H \underline{w}_{p0}) \right] = \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=(p-1)P+1}^{pP} z_i \cdot \underline{y}_i \right], \quad z_i = \underline{w}_{p0}^H \cdot \underline{y}_i \quad (13)$$

여기서  $z$ 는 최종적으로 복원한 신호로써 구간 내에서 스냅샷 마다 수신한 신호와 상수 웨이트 벡터간의 곱으로 얻어지며, 새로운 웨이트 벡터의 계산에 다시 사용된다. 위식을 정리하면 식(14)로 정리된다.

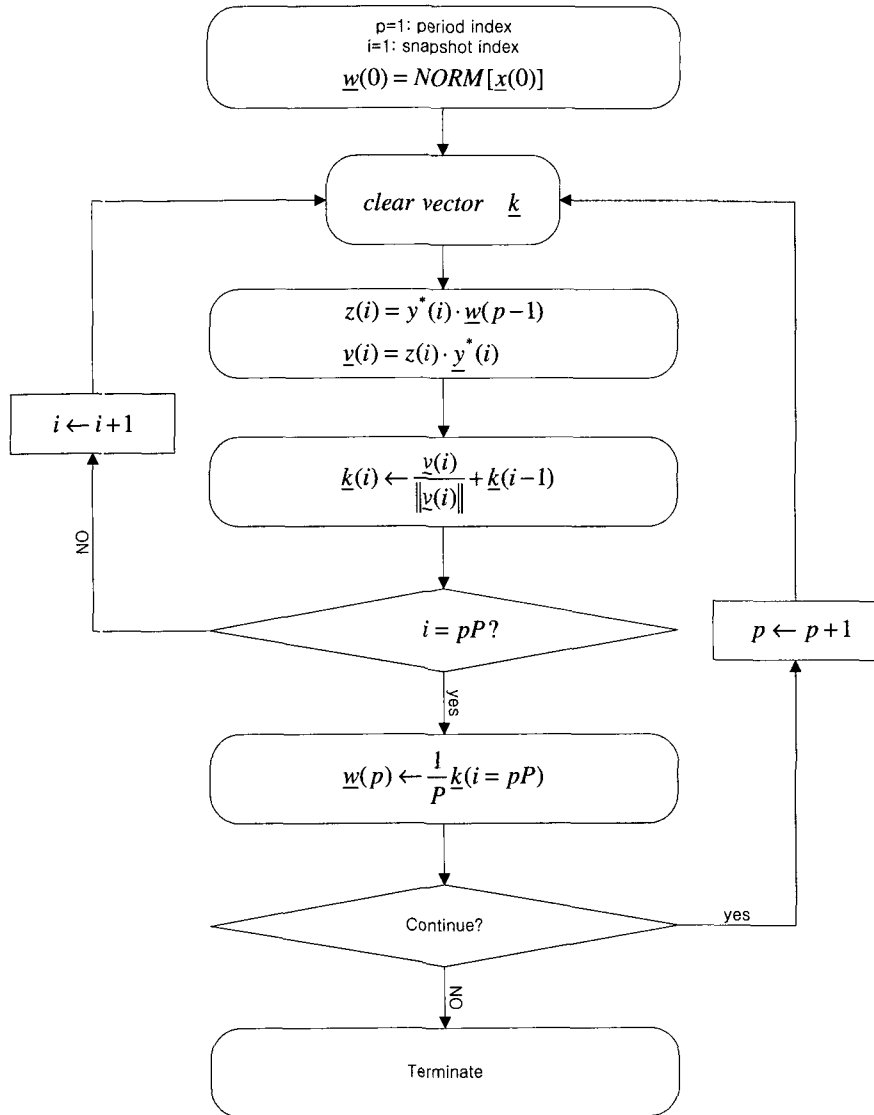


그림 2. 기존 빔송법 알고리즘의 흐름도

$$w_p = \frac{1}{P} \left[ \sum_{i=(p-1)P+1}^{pP} v_i \right], \quad v_i = z_i^* \cdot y_i \quad (14)$$

주목할 점은 식 (13)과 (14)에서 시간평균을 계산하기 위해 갱신된 웨이트 벡터  $w$ 는 시간평균이 계산되는 동안(  $P$ 개 스냅샷) 변화하지 않아야 된다는 점이다.

이상과 같은 기존 빔송법 알고리즘은 구간( $P$ )의 변화에 따라 성능이 달라진다. 알고리즘 계산량의 관점에서 기존 빔송법 알고리즘과 제안 알고리즘을 비교해보면 표1과 표2로 정리되며, 스냅샷 구간

$P$ 의 값이 수십에서 수백정도 임을 고려할 때 제안 알고리즘이 계산량이  $O(4N)$ 으로  $O(2.5NP)$ 에 비해 월등히 줄어들었음을 확인 할 수 있다.

표 1. 기존빔송법 알고리즘의 계산량

기존 빔송법의 계산과정	계산량
$v_i = z_i^* \cdot y_i, (\times P)$	$N \times P$
$v_i = \frac{v_i}{\ v_i\ }, (\times P)$	$1.5N \times P$
총 계산량	$2.5N \times P$

표 2. 제안된 알고리즘의 계산량

제안 알고리즘의 계산과정	계산량
$v_m = f v_{m-1}^H + y_m y_m^H w_{m-1}$	$2.5N$
$w_m = \frac{v_m}{\ v_m\ }$	$1.5N$
총 계산량	$4N$

### III. IS-2000 1X CDMA 환경에서의 성능분석

본 절에서는 제안된 역승법 알고리즘을 이용한 스마트 안테나 시스템의 성능을 보여주고자 한다. 멀티패스 페이딩 CDMA 이동통신 환경에서  $N$ 개의 안테나로  $M$ 개의 송신신호가 입사된다고 가정한다.  $M$ 개의 송신신호 각 각을 수신하기 위해서는 각 각의 신호에 대한 웨이트 벡터를 계산해야 한다. 이제  $K$ 개의 멀티패스가 존재하고, 각 경로에는  $L$ 개의 산란된 성분(scattered components) 있다고 고려하면,  $i$ 번째 안테나에서  $k$ 번째 경로를 통해 수신되는 신호는 식 (15)과 같이 쓸 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$x_i^{(k)}(t) = s(t) \sum_{l=1}^L e^{j2\pi(f_c \cos \zeta_{k,l} t - f_c \tau_{k,l})} e^{j(i-1)\pi \sin \theta_{k,l}} + n_i(t) \text{ for } k = 1, \dots, K \quad (15)$$

여기서  $k, l, i$ 는 각각 다중경로, 산란된 성분수, 안테나 수를 나타내며,  $s(t)$ 는 원하는 가입자로부터 송신된 신호이다. 또한  $f_c$ 는 원하는 가입자의 이동속도로 결정되는 도플러 주파수이며,  $\tau_{k,l}$ 은 경로지연,  $\zeta_{k,l}$ 은 원하는 신호의 움직이는 방향과 수신신호방향 사이의 각도이고,  $\theta_{k,l}$ 는  $i$ 번째로 산란되어 입사된 각이며,  $n_i(t)$ 는 간섭과 열잡음으로 구성되어 있는 값이다. 식 (15)은 CDMA 시스템에서 역확산된 후의 출력값을 나타내는 수신신호이다.

이제, IS-2000 1X CDMA 신호환경에서 제안 방법의 성능을 분석해 보도록 한다. IS-2000 1X의 채널중 기본 데이터 채널(fundamental channel)을 데이터 채널로 하였고, 파일럿 채널을 이용하여 웨이트 벡터를 구하도록 하였다. 즉, 역확산된 파일럿 채널은 제안 역승법 알고리즘을 통해 웨이트 벡터를 만들게 되고, 이 웨이트 벡터를 데이터 채널에

웨이팅하여 최종 출력신호를 얻게 된다<sup>[3][4]</sup>. 기본 데이터 채널의 심볼율은 76.8ksps이 되므로 처리이득은 16이 되며, IS-2000 1X 역방향 링크(reverse link)의 파일럿 채널의 경우 1 프레임(20msec)에 16개의 파워 조정그룹(Power Control Group)이 있고, 1개의 파워조정그룹(1.25msec)내에 384칩의 파워 조정비트가 있다<sup>[10]</sup>. 따라서, 본 논문에서는 파일럿 채널의 적분주기를 384로 하였다.

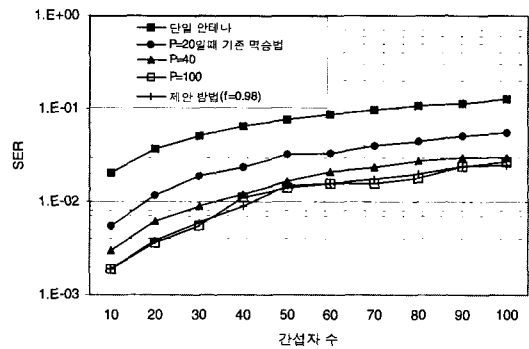


그림 3. 기존 역승법과 제안방법에 대한 SER 성능

그림. 3는 [5]번 문헌에서 소개된 방법과 본 논문에서 제안한 알고리즘과 성능을 비교, 분석한 것이다. 그림. 3에서 보는 바와 같이  $P$ (하나의 웨이트 벡터를 구하기 위해 필요한 스냅샷 수) 값이 100개 이상이 되어야 본 제안 방법과 성능이 유사하게 된다는 것을 알 수 있다. 즉,  $P$  값이 100개 보다 적게 되면 웨이트 벡터를 구하게 되는 스냅샷 수가 적게 되어 평균치 값이 불안정하게 되므로 성능이 저하된다.

표 3은 주어진 섹터 내에서 수용 가능한 가입자 수를 보여주고 있다. 표 3에서 보는 바와 같이 배열 안테나를 이용하는 제안방법이 단일안테나보다 성능이 월등히 우수하다는 것을 알 수 있다.

그림. 4, 5은 IS-2000 1X 환경에서 기본 데이터 채널(fundamental channel)을 사용하였을 때 각퍼짐(angle spread) 영향을 보여주고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 기존방법은 자기상관 행렬을 계산하

표 3. 요구되는 SER에 따른 수용가능 가입자수

	안테나 수	1	4	6	8
Required SER		1	4	6	8
	$1 \times 10^{-2}$	8	46	58	68
	$5 \times 10^{-3}$	3	25	38	49

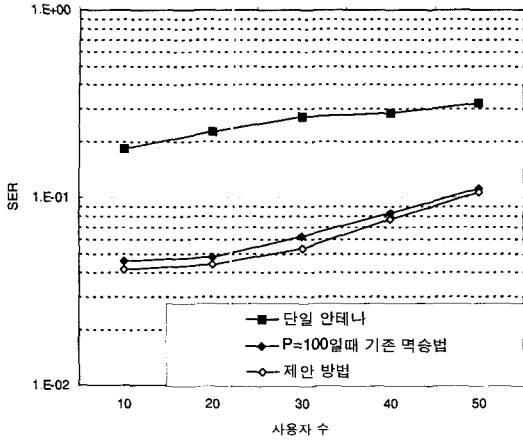


그림 4. 각퍼짐이 없을때의 SER 성능

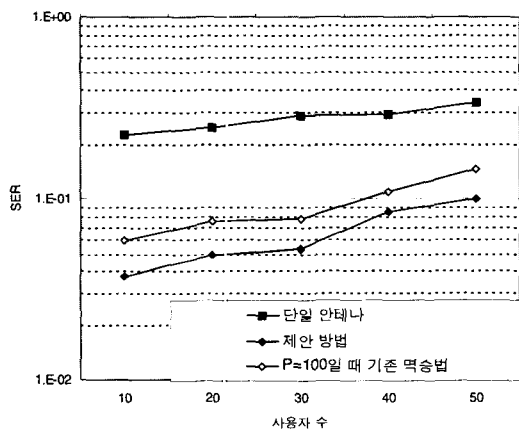


그림 5. ±10°의 각퍼짐이 있을때의 SER 성능

는데 사용되는 스냅샷 수  $P$ 가 100으로 되어있는데, 이는 그림. 3에서 보는 바와 같이  $P$ 가 100 일때 제안 방법과 성능이 유사하기 때문에 적용된 값이다. 그림. 4에서 보는 결과와 같이 각퍼짐이 없을 때는 제안방법과 기존 방법에 성능차가 거의 없지만, 각퍼짐이 존재하면 상대적으로 제안방법의 성능이 우수하다는 것을 알 수 있다. 기존 방법은 100개의 신호를 수신하여 평균치를 구한 값으로 하나의 웨이트 벡터를 구하지만, 제안 방법은 매 스냅샷마다 웨이트 벡터를 계산하기 때문에 각퍼짐이 존재하는, 즉 안테나 어레이로 신호가 산란되어 입사되는 상황에서는 제안방법이 좀 더 정확하게 웨이트 벡터를 계산하기 때문에 성능이 우수하게 된다.

그림. 6는 제안방법과 기존방법에 대한 수렴곡선이며, 스냅샷 수인  $P$ 의 값에 따라 실제 원하는 신

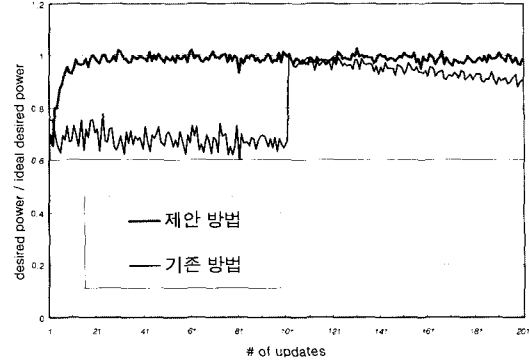


그림 6. 제안방법과 기존방법과의 수렴도 비교

호파워와 이론적인 원하는 신호파워(ideal desired

$$|w^H y|^2$$

power)의 비(ratio), 즉  $|e^H y|^2$  를 보여주고 있다.

그림에서 보는 바와 같이 기존방법은  $P$ 를 100으로 했기 때문에 100번의 스냅샷 시행후 수렴하게 되는 것을 볼 수 있으며, 100번 이후 200번 까지도 웨이트 갱신이 없기 때문에 수렴도가 다소 떨어지는 것을 알 수 있다. 반면, 기존 방법은 20번의 스냅샷 수행후 수렴하게 되는 것을 알 수 있다. 물론, 기존 방법은  $P$ 를 적게 사용하면 좀 더 빠르게 수렴하게 되겠지만 그림. 3에서 보는 바와 같이 적은  $P$  값에서는 성능이 떨어지게 된다. 따라서 유사한 성능이 나타나는 상황에서는 제안방법의 수렴도가 뛰어나다는 것을 알 수 있다.

마지막으로, 제안된 알고리즘에 대한 계산속도를 알아보자. 기존의 멱승법 [5]은 식 (11)-(14)에서 보는 것 처럼 웨이트 벡터 계산을 위해 스냅샷 수  $P$ 를 정해야 한다.  $P$  값에 따라 필요한 계산량이 늘어나게 되며, 이는 제안 멱승법보다 계산량이 많게 되는 원인이 된다. 실제 웨이트 벡터를 계산하는 계산량을 보면 기존 방법이  $O(2.5NP)$ 이고, 제안방법이  $O(4N)$ 이다. 그림.7은 각 스냅샷에서 웨이트 벡터를 계산하는데 걸리는 DSP(TMS3206701)의 계산시간을 보여주고 있다. 그림. 7에서 보는 바와 같이 기존 방법의 계산량은  $P$ 에 비례하며, 그림. 3에서 보는 것처럼 실제 신호환경에서는  $P$  값이 최소 20개 정도는 되어야 한다. 반면 제안방법의 계산시간은  $P$ 와 무관하기 때문에 증가되지 않는 것을 볼 수 있다.

Algorithm Window interval P	기존 방법 (msec)	제안 방법 (msec)
P = 10	0.613014	0.084866
P = 20	1.198225	0.084866
P = 30	1.780866	0.084866
P = 40	2.328825	0.084866
P = 50	2.892108	0.084866
P = 60	3.369963	0.084866
P = 70	3.85989	0.084866
P = 80	4.356358	0.084866
P = 90	4.761904	0.084866

그림 7. 각 스냅샷에서 웨이트 벡터 계산에 필요한 계산 시간

#### IV. 결론

본 논문은 IS-2000 1X CDMA 이동통신 환경에서 스마트 안테나의 웨이트 벡터를 계산하는 새로운 빔형성 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 먹승법에 기초한 알고리즘으로 계산량의 단순화를 위하여 선형화된 구조로 동작함으로써 상용DSP를 통한 실시간 처리가 용이한 알고리즘이다.

본 알고리즘의 성능검증을 위해 IS-2000 1X CDMA 환경을 기준으로하여 데이터 채널의 심볼에러율, 가입자 수용용량, 수렴특성 등을 살펴보았으며, 기존 먹승수 해법에 의한 성과도 비교 분석하였다. 특히, 본 알고리즘은 최적의 빔형성을 위해 역방향 파일럿 채널이 있는 IS-2000 1X 환경의 특성을 이용하였다.

성능분석 결과 적응 배열 안테나 시스템은 지구 셀 내에서 기존 안테나 시스템에 비해 6-10배정도 사용 가능자수가 증가 하였다. 또한, 제안 알고리즘은 기존 알고리즘에 비해 성능분석에 적용한 모든 통신환경에서 우수한 심볼 에러율을 보였으며, 10개 스냅샷 구간 전후에 수렴하는 빠른 수렴특성과, 60분의 1정도의 적은 계산량으로 동작함을 확인 하였다. 이상의 결과는 제안 알고리즘인 순시치를 이용한 선형 먹승수 알고리즘이 IS-2000 1X CDMA 환경용 적응 배열 안테나 시스템의 빔형성 알고리즘으로 효과적으로 적용될 수 있음을 보여 준다.

#### 참고 문헌

[1] Gilbert Strang, *Linear Algebra and Its Applications*, 3<sup>rd</sup> Edition, 1988, Harcourt Brace & Company.  
 [2] A. F. Naguib, *Adaptive Antennas for CDMA*

*Wireless Networks*, Ph. D. Thesis, Dept of Electrical Engineering, Stanford University, Aug. 1996.

[3] S. Choi and D. Yun, Design of adaptive antenna array for tracking the source of maximum power and its application to CDMA mobile communications, *IEEE Trans on Antenna and Propagations*, vol. AP-45, No. 9, Sep. 1997, pp. 1393-1404.  
 [4] J. S. Lee, and L.E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Archtech House, 1998.  
 [5] C. M. Hackett, Jr., Separation of communication signals in an adaptive antenna array, U.S. Patent, 4,513,383.  
 [6] J. H. Winters, Smart antennas for wireless systems, *IEEE Person. Comm. Mag.*, pp.23-27, February 1998  
 [7] S. Kwon, I. Oh, S. Choi, K. Lee, and K. Lee, A smart antenna system based on the extreme eigen-solution for a wideband CDMA channel, *10<sup>th</sup> International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sept. 12-15, 1999.  
 [8] H. Im, W. Hwang, S. Choi and H. Kim, Performance analysis of a smart antenna system utilizing a test-bed implemented on a DSP board, *APMC2000*, Australia, 2000.  
 [9] T. Shan and T. Kailath, Adaptive beamforming for coherent signals and interference, *IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Proc.*, vol. ASSP-33, no. 3, June 1985.  
 [10] S. Choi and D. Shim, A novel adaptive beamforming algorithm for a smart antenna system in a CDMA mobile communication environment, *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 49, no.5, pp.1793-1806, Sep.2000  
 [11] 3GPP2, Technical Specifications, 25.211~25.214, July 1999  
 [12] 3GPP2, Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems, Release A, Dec 15, 1999  
 [13] 노경래, 안성수, 최승원, 부호분할 다중접속방식 이동통신 환경에서 파일럿 채널의 특성을 이용하여 적응배열안테나 시스템의 성능을 향상시키는 신호처리 방법 및 장치, 2001-14761, 국내출원,



2001. 3.

김 민 수(金珉洙)



1980.3~1987.2 : 한양대학교  
공과대학 전자공학과  
(학사)

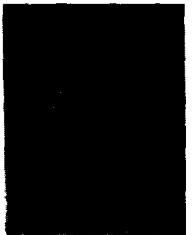
1988.3~1990.2 : 한양대학교  
공과대학 전자공학과  
(석사)

1997.3~2003.2 : 한양대학교 공과대학 전자통신과  
(박사)

1990.3~1997.9 : 국방과학연구소 연구원

2001.3~현재 : 동해대학교 정보통신공학과 전임강사  
<주관심 분야> 스마트 안테나 시스템, 적응 알고리  
즘, 무선 이동통신

최 승 원(崔勝元)



1976.3~1980.2 : 한양대학교  
공과대학 전자공학과  
(학사)

1980.3~1982.2: 서울대학교  
공과대학 전자공학과  
(석사)

1984.9~1985.12 : Syracuse  
Univ. 전산공학 (석사)

1986.1~1988.12 : Syracuse Univ. 전기 및 전산과  
(박사)

1992.9~현재 : 한양대학교 전자통신과 교수

<주관심 분야> 적응 어레이(스마트 안테나 시스템),  
디지털 통신, DSP 응용