

特別寄稿

IS-95 CDMA 환경하에서 그래디언트 온-오프(gradient on-off) 알고리즘을 적용한 스마트 안테나 시스템의 성능분석

한양대학교 대학원 안 성 수

한양대학교 김민수 · 성양현 · 최승원

차 례

- I. 서론
- II. 제안 그래디언트 온-오프 알고리즘
- III. IS-95 CDMA 환경에서의 어레이 안테나 시스템
- IV. 성능분석
- V. 결론

요약

본 논문은 IS-95 CDMA 환경에서 수신 안테나 어레이로 입사되는 신호를 처리하여 최적의 빔패턴을 단말기로 제공해주는 새로운 적응 알고리즘인 그래디언트 온-오프(gradient on-off) 알고리즘을 제안한다. 본 제안 알고리즘의 수신 신호처리 계산량은 $O(3N)$ 으로 IS-95 CDMA 환경에서 범용 DSP(Digital Signal Processor)를 이용한 알고리즘 계산결과 수신신호의 실시간 처리가 가능한 것이 판명되었다. 제안한 그래디언트 온-오프 알고리즘을 이용하여 IS-95 CDMA 이동통신 환경하에서 시뮬레이션을 수행한 결과 8개의 안테나를 사용한 경우 단일 안테나보다 약 3-4배 정도 용량이 증가하였다. 또한 사용자간의 최대 파워차를 $\pm 2\text{dB}$ 로한 불완전한(imperfect) power control 시에

도 본 제안 알고리즘에 대한 성능에는 영향이 거의 없음을 확인하였다.

I. 서론

본 논문은 송신 데이터를 알지 못하는 블라인드 신호환경에서 수신 안테나 어레이로 입사된 신호를 처리하여 원하는 신호의 방향으로 최대이득을 가진 빔패턴을 형성하도록 최적의 웨이트 벡터를 구하는 (2) 새로운 알고리즘을 제안한다. 새로운 알고리즘은 기존의 온-오프(on-off) 방법(1)을 개선한 것으로서 안테나 어레이의 출력파워를 그래디언트(gradient)하여 그 결과값의 부호로 위상의 증감을 계산하는 그래디언트 온-오프 알고리즘이다.

기존의 온-오프(on-off) 알고리즘은 안테나 어레

※ 본 논문은 '99년도 대학부설연구소 과제지원 세부과제로써 한국학술진흥재단의 지원을 받고 있음

이의 출력파워와 각 어레이 소자의 위상에 위상이득(phase gain)을 더한 출력파워 차이를 비교하여 그 부호로 위상의 증감을 결정(1)[11]하나, 신호환경이 변할 때 위상이득의 크기 결정에 대한 어려움이 있고, 잘못된 위상이득 값으로 출력파워의 증감에 대한 오류가 발생될 소지가 있다.

본 제안 방법에서는 어레이 출력 파워의 차이를 비교하는 대신에 어레이의 출력을 어레이의 위상으로 그래디언트한 간단한 수식을 이용하여 각 어레이 소자의 위상 변화를 계산한다(7)[11]. 따라서 본 알고리즘은 기준신호를 필요로 하지 않으며, 기존의 온-오프(on-off) 알고리즘보다 더욱 체계적이고 단순화되어 계산량이 기존 온-오프 방법의 $O(2N^2+2N)$ 에서 $O(3N)$ 으로 감소되어 실시간 계산이 가능하다고 할 수 있다.

본 제안 알고리즘에 대한 성능을 분석하기 위해 IS-95 CDMA 이동통신 환경하에서 다중경로(multi-path)에 의한 페이딩(fading)을 고려(6)[12]하여 성능을 분석하였으며, 사용자간의 신호 파워차가 있는 imperfect power control시에 본 제안 알고리즘이 어떻게 적응하는지도 평가, 분석하였다.

본 논문의 II장에서는 제안 그래디언트 온-오프 알고리즘의 내용을 설명하였고, III장에서는 IS-95 CDMA 신호환경(8)[9]에서의 수신신호 모델링과 본 제안 알고리즘을 이용한 웨이트 정제방법을 기술하였으며, IV장에서는 IS-95 CDMA 이동통신 상황에서 제안한 알고리즘을 이용하여 안테나 어레이로 수신하였을 때의 성능을 다양한 시뮬레이션을 통해 분석·비교하였다.

II. 제안 그래디언트 온-오프 알고리즘

제안 알고리즘인 그래디언트 온-오프 방식은 수신신호의 출력파워에 대한 그래디언트값을 구하여

그 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정한 다음 현재의 위상지연 벡터에 더해 갱신된 위상지연 벡터를 구하는 방법(7)으로 다음과 같다.

$$\underline{\Phi}_{n+1} = \underline{\Phi}_n + \mu \cdot \text{sign}(\underline{\nabla}P) \quad (1)$$

여기서, $\underline{\Phi}$ 는 위상 지연 벡터이고 $[\phi_1 \phi_2 \dots \phi_N]$ 로 구성되며, μ 는 출력파워의 그래디언트값에 대한 증감정도를 결정하는 적응이득(adaptive gain)이다(11). 또한 $\underline{\nabla}P$ 는 출력파워의 그래디언트값이고, sign 은 시그넘함수로 $\underline{\nabla}P$ 의 부호에 따라 양수 또는 음수로 나타난다. 적응이득 μ 값은 다양한 컴퓨터 모의 실험결과, 일반적인 육상이동통신 환경에 적용할 경우 0.005~0.5범위내로 하는 것이 최적의 성능을 발휘함을 알 수 있다.

(1)식의 위상벡터를 구하기 위해서, 우선 출력파워의 그래디언트 $\underline{\nabla}P$ 를 구해보자

$$\underline{\nabla}P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\underline{\nabla}P$ 는 각 안테나에 대한 출력파워를 위상값으로 그래디언트한 값이며, N개의 안테나중 m 번째 안테나 요소(element)의 파워에 대한 그래디언트값은 $\nabla_m P$ 이고, 출력파워를 위상으로 그래디언트 하기 위해서는 위상을 포함하고 있는 이득벡터의 그래디언트도 고려(본 내용은 chain rule을 적용하면 됨)해야 하므로 (3)식과 같이 된다.

$$\frac{\partial P}{\partial \phi_m} = \frac{\partial P}{\partial \omega_m} \frac{\partial \omega_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial \omega_m^*}{\partial \phi_m} \quad (3)$$

따라서 각 안테나 소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \omega_1} \frac{\partial \omega_1}{\partial \phi_1} + \frac{\partial P}{\partial \omega_1^*} \frac{\partial \omega_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_2} \frac{\partial \omega_2}{\partial \phi_2} + \frac{\partial P}{\partial \omega_2^*} \frac{\partial \omega_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_m} \frac{\partial \omega_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial \omega_m^*}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_N} \frac{\partial \omega_N}{\partial \phi_N} + \frac{\partial P}{\partial \omega_N^*} \frac{\partial \omega_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} \quad (4)$$

(4)식에서 안테나 소자 파워중 m번째에 해당되는 (3)번식을 구해보자. 우선 파워값 P는 출력신호의 곱으로 표현되므로 $P = y \cdot y^*$ 이 된다. 여기서 $y = \underline{w}^* \cdot \underline{x} = \sum_{m=1}^N w_m^* x_m$ 이다. 따라서 (3)식의 우변 첫 번째 항은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial \omega_m} \frac{\partial \omega_m}{\partial \phi_m} &= \frac{\partial (\sum_{n=1}^N \omega_n^* x_n \sum_{m=1}^N \omega_m x_m)}{\partial \omega_m} \frac{\partial e^{j\phi_m}}{\partial \phi_m} \\ &= x_m^* \sum_{n=1}^N \omega_n^* x_n \cdot j e^{j\phi_m} \\ &= j x_m^* \omega_m y \end{aligned} \quad (5)$$

또 (3)식의 우변 두 번째항을 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial \omega_m^*}{\partial \phi_m} &= \frac{\partial (\sum_{m=1}^N \omega_m^* x_m \sum_{n=1}^N \omega_n x_n^*)}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial e^{-j\phi_m}}{\partial \phi_m} \\ &= x_m \sum_{n=1}^N \omega_n x_n^* \cdot (-j e^{-j\phi_m}) \\ &= -j x_m \omega_m^* y^* \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 (5), (6)식은 서로 공액 복소수이므로 최종 $\nabla_m P$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\partial P}{\partial \phi_m} &= \frac{\partial P}{\partial \omega_m} \frac{\partial \omega_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial \omega_m^*}{\partial \phi_m} \\ &= j x_m^* \omega_m y - j x_m \omega_m^* y^* \\ &= 2 \text{Im}[x_m \omega_m^* y^*] \end{aligned} \quad (7)$$

(단, Im 은 실수값을 제외한 허수값을 취하라는 수식임)

따라서 모든 안테나 소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 다음과 같다.

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \omega_1} \frac{\partial \omega_1}{\partial \phi_1} + \frac{\partial P}{\partial \omega_1^*} \frac{\partial \omega_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_2} \frac{\partial \omega_2}{\partial \phi_2} + \frac{\partial P}{\partial \omega_2^*} \frac{\partial \omega_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_m} \frac{\partial \omega_m}{\partial \phi_m} + \frac{\partial P}{\partial \omega_m^*} \frac{\partial \omega_m^*}{\partial \phi_m} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \omega_N} \frac{\partial \omega_N}{\partial \phi_N} + \frac{\partial P}{\partial \omega_N^*} \frac{\partial \omega_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = 2 \text{Im} \begin{bmatrix} x_1 \omega_1^* y^* \\ x_2 \omega_2^* y^* \\ \dots \\ x_m \omega_m^* y^* \\ \dots \\ x_N \omega_N^* y^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

그러므로 (8)식을 (1)식에 대입한 다음 위상을 갱신해 주면 다음과 같이 웨이트도 결정되어진다.

$$\omega_{n+1} = e^{j \phi_{n+1}} \quad (9)$$

이상과 같이 본 제안 알고리즘은 적응이득 μ 값을 결정하여 웨이트를 갱신한다. 제안 알고리즘에 대한 최적의 위상지연 벡터 및 웨이트를 구하는 절차와 계산량을 그림 1.의 흐름도와 같다.

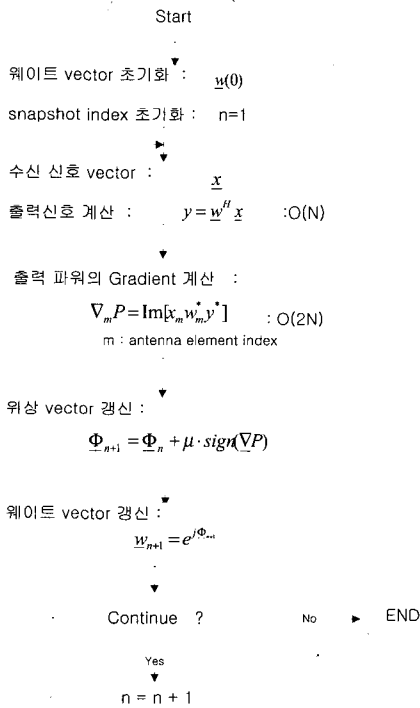


그림 1. 제안 알고리즘 흐름도

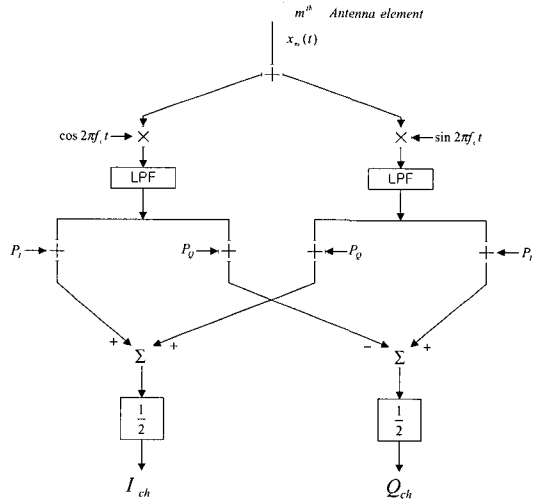


그림 2. IS-95의 수신단 구조

기준 안테나로부터 m 번째 떨어진 안테나 어레이에 수신된 하나의 신호에 대한 수식은 다음과 같다.

$$x_m(t) = \cos[2\pi f_c t + \theta(t) - \phi - (m-1)\pi \sin \theta_k] \quad (10)$$

$\theta(t)$ 는 변조된 정보신호, $\pi \sin \theta_k$ 는 m 번째 안테나 어레이로 입사된 k 번째 신호에 대한 안테나의 위상, ϕ 는 캐리어 위상지연이다. 상기 (10)식을 inphase 성분과 quadrature 성분으로 나누어 주파수 저역 천이기(frequency down converter)를 거치면 식 (11), (12)과 같다.

$$\begin{aligned} x_{m,I,dc}(t) &= \cos[\theta(t) - \phi - (m-1)\pi \sin \theta_k] \\ &= \cos \theta(t) \cos[\phi + (m-1)\pi \sin \theta_k] \\ &\quad + \sin \theta(t) \sin[\phi + (m-1)\pi \sin \theta_k] \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_{m,Q,dc}(t) &= \sin[\theta(t) - \phi - (m-1)\pi \sin \theta_k] \\ &= \sin \theta(t) \cos[\phi + (m-1)\pi \sin \theta_k] \\ &\quad - \cos \theta(t) \sin[\phi + (m-1)\pi \sin \theta_k] \quad (12) \end{aligned}$$

III. IS-95 CDMA 환경에서의 어레이 안테나 시스템

III-1. 수신신호 모델링

N 개의 안테나가 반송 주파수의 반파장씩 떨어져 등간격으로 배열되어 있는 선형어레이를 고려한다 [5][10]. 또, 각각의 안테나 소자는 전 방향에 대해서 동일한 이득을 주는 등방성(omnidirectional) 안테나라고 가정한다[4]. IS-95 CDMA 환경에서 m 번째 안테나를 통해 수신되는 신호에 대한 기지국의 수신 안테나 구조는 그림 2.와 같다.

여기서 $x_{m,I,dc}(t)$ 는 m 번째 안테나로 수신된 inphase 성분 신호가 down convert 된 후의 신호를 뜻하며, $x_{m,Q,dc}(t)$ 는 quadrature 성분으로의 down convert 된 신호를 의미한다. 또한, $\cos \theta(t)$, $\sin \theta(t)$ 는 확산(spreading)된 정보 신호로, $\cos \theta(t) = a P_I^m$, $\sin \theta(t) = a P_Q^m$ 가 되고, $\Phi = \phi + (m-1)\pi \sin \theta_k$ 로 놓으면 다음과 같이 간단한 수식으로 표현할 수 있다.

$$x_{m,I,dc}(t) = a \cdot P_I \cos \Phi + a \cdot P_Q \sin \Phi \quad (13)$$

$$x_{m,Q,dc}(t) = a \cdot P_Q \cos \Phi + a \cdot P_I \sin \Phi \quad (14)$$

여기서, (13),(14)식을 역확산(despreading)시키면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s} [\{ a \cdot P_I \cos \Phi + a \cdot P_Q \sin \Phi \} \cdot P_I] dt = a \cdot \cos \Phi \quad (15)$$

$$\int_0^{T_s} [\{ a \cdot P_I \cos \Phi + a \cdot P_Q \sin \Phi \} \cdot P_Q] dt = a \cdot \sin \Phi \quad (16)$$

$$\int_0^{T_s} [\{ a \cdot P_Q \cos \Phi - a \cdot P_I \sin \Phi \} \cdot P_I] dt = -a \cdot \sin \Phi \quad (17)$$

$$\int_0^{T_s} [\{ a \cdot P_Q \cos \Phi - a \cdot P_I \sin \Phi \} \cdot P_Q] dt = a \cdot \cos \Phi \quad (18)$$

수신단의 inphase 채널에 대한 신호는 (15)식과 (18)식을 결합한 형태이고, quadrature 채널에 대한 신호는 (20)식과 (21)식이 결합되어야 하므로, 두 채널을 정규화하여 합성한 최종 표현식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_m(t) &= I_{ch} + jQ_{ch} = a \cos \Phi - j a \sin \Phi \\ &= a e^{-j[\phi + (m-1)\pi \sin \theta_k]} \end{aligned} \quad (19)$$

(19)식을 파일롯(pilot) 신호를 이용하여 위상을 보정하고, m 번째 안테나로 입사되는 모든 신호에 대한 모델링은 식 (20)와 같다[3].

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{-j(m-1)\pi \sin \theta_k} + n_m(t) \quad (20)$$

여기서, M 은 전체 사용자의 수를, $s_k(t)$ 는 k 번째 사용자 신호원으로 부터 전송된 신호가 기준 안테나에서 수신된 값이고, θ_k 는 k 번째 신호원의 도달 각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나의 열잡음으로 평균이 0이고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 분산을 갖는 백색 가우시안(AWGN)으로 고려한다. 식 (20)에 다중경로에 의한 페이딩을 고려하여 적용하면 각 안테나에서의 수신 신호는 다음 식(21)과 같이 쓸 수 있다[3].

$$x_m(t) = \sum_{j=1}^M \left[\sum_{k=1}^K s_{j,k}(t - \tau_{j,k}) \left[\sum_{i=1}^L e^{j2\pi(f_d \cos \phi_{j,k,i} t - f_c \tau_{j,k,i})} e^{-j(m-1)\pi \sin \theta_{j,k,i}} \right] \right] + n_m(t) \quad (21)$$

여기서 L 은 scattered component 수, K 는 다중경로의 수, M 은 사용자 수를 나타내며, f_c 는 캐리어 주파수를, τ 는 경로의 전파 지연시간을, f_d 는 도플러 주파수를, ϕ 는 경로의 전송방향을, θ 는 배열 안테나로 수신된 입사각을 나타낸다.

III-2. 웨이트 정제방법

그림 3.은 캐리어 주파수를 필터링(frequency down conversion)하고 A/D 변환된 수신신호가 PN despreading 및 walsh demodulation [3][4]을 거쳐 웨이트를 정제해 가는 과정을 보여

준다. PN desreader로 들어오는 신호를 x_p 라 하면 식 (22)와 같은 성분으로 구분할 수 있다.

$$x_p = [x_{p,1}, x_{p,2}, \dots, x_{p,l}, \dots, x_{p,N}] \quad (22)$$

여기서 $x_{p,l}$ 은 l 번째 안테나로 수신된 신호이다.

x_p 를 despreading 한 신호가 x_w 이므로, x_w 는 64×64 walsh correlator에 의해 64개의 벡터 $x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_{64}$ 로 구성된다. x_k 는 k 번째 walsh code로 correlation한 벡터로 다음과 같이 구성된다.

$$x_k = [x_{k,1}, x_{k,2}, \dots, x_{k,l}, \dots, x_{k,N}] \quad (23)$$

y_k 는 x_k 를 w 로 빔포밍한 결과신호이다. $k=1, 2, \dots, 64$ 중 송신 walsh 심볼 인덱스와 일치하는 경우 $x_{k|k=h}$ 는 웨이트 w 와 match 되므로 $y_{k|k=h}$ 의 신호는 타 신호보다 파워가 크게 된다.

IS-95 reverse link는 파일럿 신호가 없기 때문에 블라인드(blind) 방식으로 웨이트를 갱신한다. 이때 어느 정도 좋은 SNR을 가정하면 y_1, y_2, \dots, y_{64} 중 가장 큰 인덱스는 송신 walsh 심볼 인덱스와 같다. 즉, $h' = \max y_h$ ($h=1, 2, \dots, 64$)이다. 이때 $x_{\max} = x_{h'}$ 가 된다. x_{\max} 는 walsh correlator 출력이므로 $x_{\max} = a(\theta)$ 가 된다. 여기서 $a(\theta)$ 는 steering 벡터이다. 이

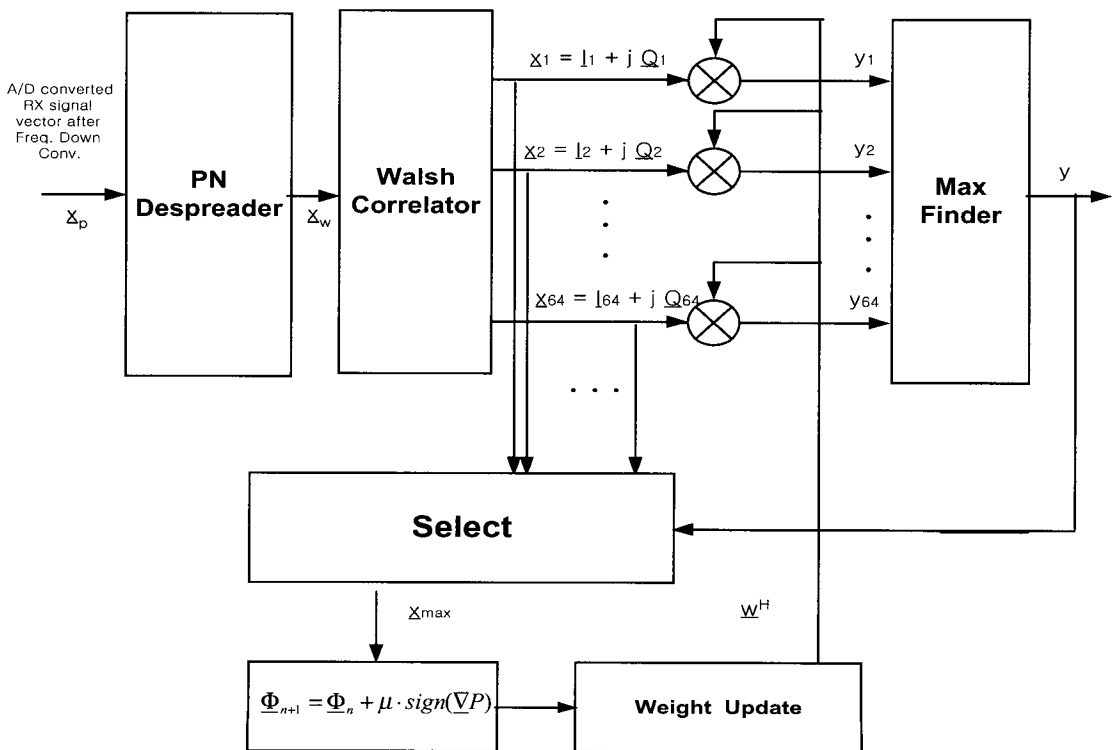


그림 3. 제안 알고리즘을 이용한 웨이트 정제방법 블록도

선택된 x_{max} 는 DSP 보드를 빔형성 모듈로 입력되어 위상을 갱신하게 된다. 이 위상을 이용해 웨이트를 갱신하면 최적의 웨이트인 w_{opt} 가 구해진다. 상기 과정에서의 spreading ratio는 256(PN despreading에 의한 4와 walsh correlation에 의한 64, 즉 $4 \times 64 = 256$)을 6비트(데이터 심볼당 6비트)로 나눈 42.67이 된다.

IV. 성능분석

IV-1. 알고리즘의 성능분석

이 절에서의 성능분석은 개선된 온-오프 알고리즘을 이용하여 다중경로 페이딩(multipath fading) 환경에서 SNR 향상도 및 안테나 수에 따른 비트 오류율(BER) 값을 분석하였다. 또한 각 핑거수에 따라 페이딩 영향이 어떻게 변화되고, 수용 가능한 가

입자가 얼마나 되는지 등의 rake 수신기 사용시의 성능 개선도 비교 평가하였다. 제안된 적응 절차의 실제적인 성능을 보여주기 위해, 다음과 같은 신호 환경을 고려하였다. (1) 원하는 신호의 평균 파워는 1, (2) SNR은 20dB, (3) processing gain은 IS-95 CDMA 환경인 42.67 (4) 각 간섭 신호의 평균 파워는 0.01, (5) 잡음의 평균 파워는 0.1, (6) 그리고, 원하는 신호의 도래각은 매 스냅샷마다 0.01° 씩 변한다고 한다. 이 때, 간섭 신호들의 도래각은 균일 분포로 랜덤하게 하였다. 위의 가정이 만족할 때 제안된 알고리즘의 적응이득(adaptive gain) μ 값이 0.01일 때 가장 우수한 성능을 나타냄을 여러 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다.

그림. 4는 SNR이 20dB일 때, 단일 안테나(without array)와 어레이 안테나에서의 간섭자 수에 따른 비트 오류율(BER) 성능을 제시하였다. 그림. 4에서 보는 바와 같이 안테나 8개를 사용한 경우 단일 안테나보다 2-7배 정도 BER 값이 우수

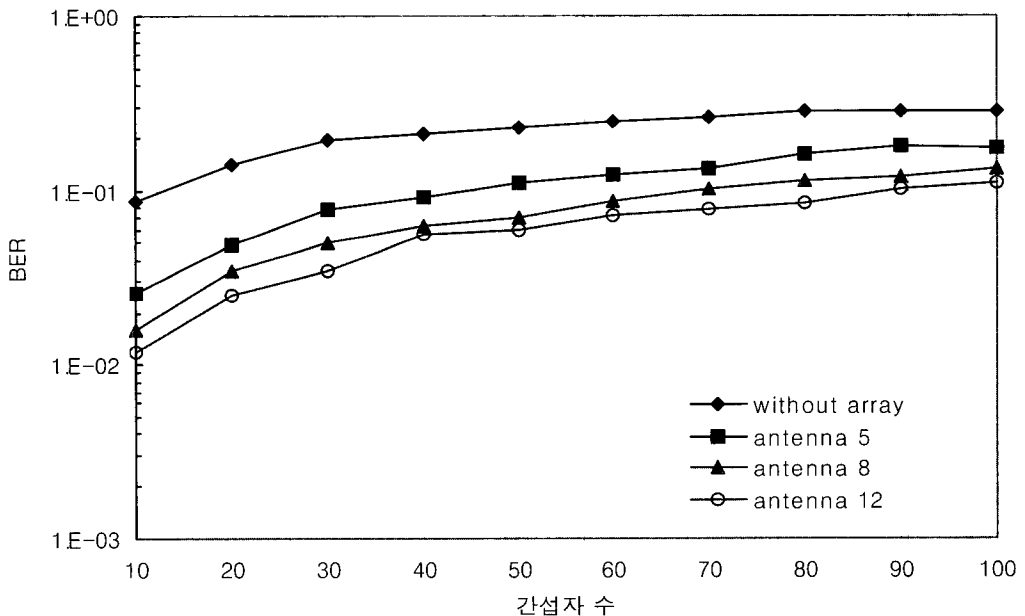


그림 4. 간섭자 수에 따른 비트 에러율(BER)

표. 1 요구되는 비트 오류율(BER)에 따른 수용 용량

Required BER \ # of Finger	1 Finger		2 Finger		3 Finger	
	Without array	With array	Without array	With array	Without array	With array
10^{-2}	Not applicable	5	5	17	12	35
10^{-1}	9	35	34	110	55	180

함을 알 수 있다. 또한 안테나 수가 증가함에 따라 BER 값이 좋아져 통신용량이 증대됨을 알 수 있다. 따라서 제안된 알고리즘이 다중경로 페이딩 신호 환경에서도 향상된 성능이 나타남을 알 수 있다.

표. 1에서 보는 바와 같이 동일한 핑거사용시 어레이 안테나를 사용했을 때에 2-3배 정도 수용능력이 증가하였고, 핑거수의 증가에 따라 수용능력이 증가함을 나타내고 있다. 안테나 수와 핑거수 증가에 따라 성능이 향상됨은 시뮬레이션 결과로 알 수 있으나, 그에 따라 실제 시스템 구현시 하드웨어 부품증가 및 비용증대가 예상되므로 적용 시스템 요구

성능에 따라 결정되어야 한다.

IV-2. DSP(Digital Signal Processor)를 이용한 알고리즘 속도 계산

그림 5.는 본 논문에서 제안한 그래디언트 온-오프 알고리즘의 처리속도를 기존 알고리즘과 비교하였다. 처리속도 계산은 TI사의 Digital Signal Processor(TMS320C30)을 이용[13]하였다. 제안 알고리즘의 계산량은 $O(3N)$ 이며, 기존 알고리즘은 $O(2N^2 + 2N)$ 으로 그림 5.에서 보는 바와 같

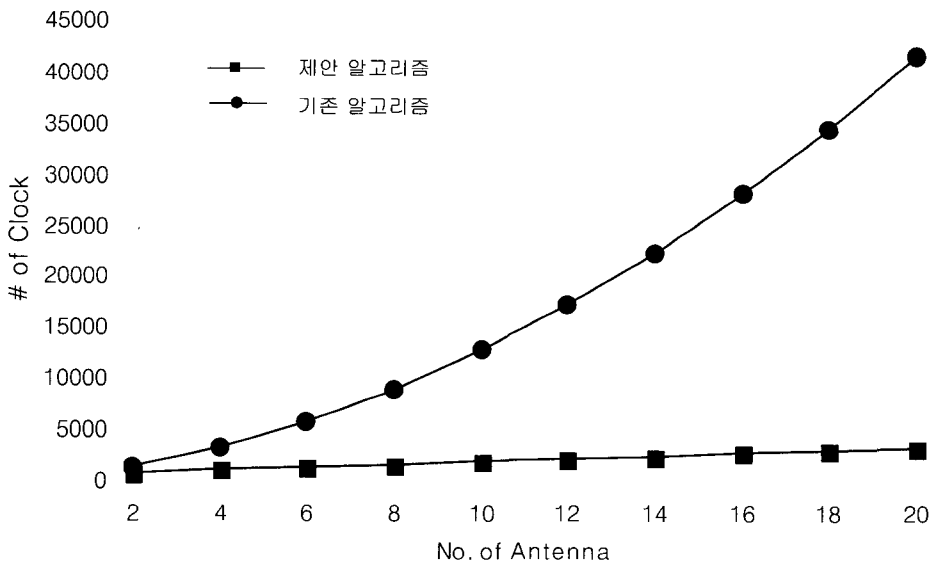


그림 5. 기존 알고리즘과 제안 알고리즘과의 처리속도 비교

이 계산속도가 안테나가 증가하면서 현격하게 차이가 남을 알 수 있다. 예를 들면 안테나가 8개 일 때 본 제안 알고리즘 Clock수는 1990Clock으로 TMS 320C30의 1 Clock이 60nsec인 것을 고려할 때 알고리즘의 계산속도는 0.12msec으로, 스냅샷 주기가 2KHz(0.5msec) 이다면 실시간 처리가 가능하다는 것을 알 수 있다.

IV-3. Power control

기지국에서 각 단말의 수신전력을 측정하여 그 증감에 따라 feedback과정을 통해 단말의 송신 전력을 조정하는 방법이 power control이다. 본 논문에서는 수신 안테나에서 각 신호를 uniform distribution되게 하고, 신호간 최대 파워차가 4dB, 즉 $\pm 2\text{dB}$ 되게 하여 시뮬레이션을 수행하였다. 특정단말에 대한 채널환경을 고려하면 다중경로에 의한 페이딩 현상과 이동도(mobility)에 의해 수신 전력이 시변하므로, frequency selective rayleigh fading 모델로 가정하여 분석하였다.

표 2.에서 보는 바와 같이 불완전한(imperfect) power control시에도 성능저하가 거의 발생하지 않았다. 이는 불완전한 power control이라도 신호 각 각의 파워가 모두 증가하지는 않고, 평균적으로 보면 증감의 정도가 비슷하므로, 오히려 간섭신호의 파워가 작을때는 상대적으로 큰 신호를 증가시키는 본 제안 알고리즘에 유리하게 된다. 따라서 불완전한 power control시에도 원하는 신호가 크게 작아

지지 않는다면 평균적으로 큰 용량감소는 발생되지 않는다.

V. 결론

본 논문에서는 출력파워의 그라디언트를 이용하여 안테나 어레이의 웨이트를 구하기 위한 적응절차를 제안하였다. 제안 알고리즘에서는 스냅샷당 빔형성 과정의 계산량은 $O(3N)$ 으로 범용 DSP를 이용한 알고리즘 계산결과 IS-95 CDMA 환경에서 수신신호의 실시간 처리가 가능하다. 또한 본 제안 그라디언트 온-오프 알고리즘을 이용하여 다중경로 페이딩이 있는 IS-95 CDMA 이동통신 환경하에서 rake 수신기를 사용했을 때의 성능을 분석한 결과 다양한 신호환경하에서도 수신신호의 성능이 향상되면서 실시간 처리가 가능하다는 것이 확인되었다. 결론적으로, 제안 알고리즘은 준 최적의 빔 패턴을 제공함으로써 신호대 간섭의 파워비(SNR)을 높이고 비트 오류율(BER)을 낮추며, 다양한 신호 환경에서도 잡음과 간섭의 영향을 월등하게 줄임으로써 궁극적으로 채널의 용량을 증대시키고 통신 품질도 향상시킨다.

표 2. IS-95에서의 Power control에 대한 용량비교

Mode Required BER	1 finger		2 finger		3 finger	
	perfect power control	$\pm 2\text{dB}$ difference	perfect power control	$\pm 2\text{dB}$ difference	perfect power control	$\pm 2\text{dB}$ difference
10^{-2}	5	4	17	17	35	32
10^{-1}	35	34	110	109	180	178

* 참고문헌

- [1] Tayeb A. Denidni and Gilles Y. Delisle, "A Nonlinear Algorithm for Output Power Maximization of Indoor Adaptive Phased Array", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 37, No. 2, May 1995
- [2] S. Choi and D. Yun, "Design of Adaptive Array Antenna for Tracking the Source of Maximum Power and Its Application to CDMA Mobile Communication", *IEEE Trans. on Antenna. Propagation.*, Vol. 45, No. 9, pp. 1393-1404, Sept., 1997
- [3] A. F. Naguib, Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks, Ph.D Dissertation, Department of Electrical Engineering, Stanford Univ., Aug. 1996.
- [4] 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.
- [5] R. T. Comton, Jr., *Adaptive antennas concepts and performance*, Prentice Hall Inc., 1988
- [6] John Litva and Titus Kwok-Yeung Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communcatins*, Artech House, 1996
- [7] 안성수, 최승원, "CDMA 이동통신 환경하에서 어레이 안테나 시스템의 실시간 설계를 위한 온-오프(On-Off)알고리즘의 성능분석", *Telecommunicaation Review*, 제 9권, 2호, pp224-232, 1999. 4
- [8] George Aliftiras, "Receiver Implementations for a CDMA Cellular System", Master of Science in Electrical Engineering, State University, July 1996
- [9] J. Lee and L. E. Miller, "CDMA Systems Engineering Handbook", Artech House Publishers, 1998
- [10] 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.
- [11] 염재홍, 안성수, 최승원, "개선된 On-Off 알고리즘을 이용한 적응 배열 안테나의 설계와 범용 DSP를 이용한 실시간 구현", 한국통신학회, 제 23권, 제4호, pp. 997-1005, 1998. 4
- [12] Raymond L. Pickholtz, Laurence B. Milstein, and Donald L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 40, No 2, pp. 313-321, May, 1991.
- [13] Texas Instrument, "TMS320C3X CPU and Instrument Set", Texas Instrument publisher, 1998

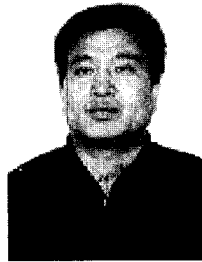


안 성 수

1983년 3월~1987년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (학사)
1987년 8월~1990년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (석사)
1990년 3월~1997년 9월 국방과학연구소 연구원
1997년 3월~현재 한양대학교 전자통신과 박사과정

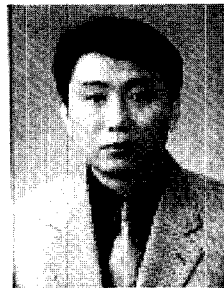
성 양 현

1980년 3월~1987년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (학사)
1990년 3월~1992년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (석사)
1992년 3월~현재 한양대학교 첨단 반도체 센터 선임 연구원



김 민 수

1980년 3월~1987년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (학사)
1988년 3월~1990년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (석사)
1990년 8월~현재 국방과학연구소 선임연구원
1997년 3월~현재 한양대학교 공과대학 전자통신과 박사과정



최 승 원

1976년 3월~1980년 2월 한양대학교 공과대학 전자 공학과 (학사)
1980년 3월~1982년 2월 서울대학교 공과대학 전자 공학과 (석사)
1984년 9~1985년 12월 Syracuse Univ. 전산공학 (석사)
1986년 1월~1988년 12월 Syracuse Univ. 전기 및 전산과 (박사)
1992년 9월~현재 한양대학교 전자통신과 부교수