

기지국용 스마트 안테나를 적용한 MC/DS-CDMA 시스템의 성능분석

준회원 박인규*, 김백현*, 신승훈*, 정회원 곽경섭**

Performance Analysis of MC/DS-CDMA System with Smart Antenna

In-Kyu Park*, Baek-hyun Kim*, Seung-hoon Shin*, Kyung-sup Kwak** *Regular Members*

요약

고속 데이터 멀티미디어 서비스에 대한 수요가 점차 증대되면서, 한정된 무선 자원을 이용하여 통신 용량을 최대화하기 위한 연구 중 스마트 안테나에 관한 연구가 활발히 진행 중이다. 현재 상용화되어 있는 IS-95 방식은 IMT-2000 표준안 중의 하나인 cdma2000의 모체가 되는 시스템으로 역방향 링크의 확산이득과 Walsh-직교화 변조 이득(Walsh-Orthogonal Modulation Gain)을 이용하여 전송한다. 그러나 역방향 링크 전송의 경우, 사용자들로부터 전송되어 오는 신호들 간에 동기를 이루기 어려우며, 따라서 더 이상 사용자간에 직교성을 보장할 수 없다. 결국, 캐리어간에 동기화되지 않는 MC-CDMA는 심각한 성능 저하를 초래한다.

본 논문에서 제안하는 스마트 안테나 환경에서의 MC/DS-CDMA은 역방향 링크에서 사용자간 비동기에서 초래되는 간섭을 시간 평면에서 데이터를 직접 확산으로 보상한다는 개념으로 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있었으며, 배열 안테나의 증가 없이 사용자간의 협대역 간섭량을 줄일 수 있었다.

ABSTRACT

Due to the increasing demand for high data multimedia service, there has been progressing study of adaptive smart antenna to increase both the performance and capacity using limited wireless resource. IS-95 scheme in the origin of cdma2000 of IMT-2000 standard uses signals of spreading and Walsh-Orthogonal Modulation in reverse link. But, in the case of reverse link, there exists difficulty in synchronous of signals transmitted from users. Therefore, orthogonality between users is not satisfied. So, asynchronous MC-CDMA scheme may yield low performance.

In this paper, MC/DS-CDMA scheme to reverse link transmission in adaptive array antenna environment is proposed for spreading the S/P-converted data streams using a given spreading code. Due to frequency diversity effect, simulation results show that the proposed system provides improved BER performance and narrow band interference suppression.

1. 서론

DS-CDMA 이동 통신 서비스에 대한 수요가 점차 증대되면서, 한정된 무선 자원을 이용하여 통신 용량을 최대화하고 성능 개선을 위한 간섭 제거 방

법으로 IMT-2000(International Mobile Telecommunication 2000) 표준안중의 하나인 cdma2000 환경에서 적응 배열 안테나의 사용에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. cdma2000 환경에서 다중 경로, 다중 사용자에 의한 간섭을 제거하기 위한 방법으로 적응 배열 안테나 시스템이 요구된다. 적응 배열

* 인하대학교 전자공학과 통신공학연구소(ninggu@hanmail.net), ** 인하대학교 정보통신공학부(kskwak@inha.ac.kr)
논문번호 : 010335-1116, 접수일자 : 2001년 11월 16일

안테나 시스템은 신호원의 입사각에 대해 빔을 형성하여 통신 용량을 최대화하고, 상대적으로 다른 방향의 입사각에는 널(null)을 형성하여 공간적으로 간섭을 제거하는 시스템이다.

본 논문에서는 역방향 링크(reverse link)에 대하여 사용자들로부터 전송되어 오는 신호들 간에 동기를 이루기 어려우며, 따라서 더 이상 사용자간에 직교성을 보장할 수 없다는 기존의 MC-CDMA의 단점을 보완하고 대용량, 고속 데이터 전송시 발생할 수 있는 ISI(Inter Symbol Interference)와 CCI(Co-Channel Interference)를 제거하기 위해서 사용자간 비동기에서 초래되는 간섭을 시간 영역에서의 직접 확산으로 보상한다는 개념과 DS-CDMA 기술에서 OFDM이 준동기(quasi-synchronous) 채널을 설립하는데 효과적인 MC/DS-CDMA 시스템을 제안한다^[1]. 다중 부반송파를 이용하기 때문에 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있고^[2,3], MC/DS-CDMA 전송 기술의 성능 향상을 위해 기지국에서 적응형 빔 형성 시스템을 사용하였다. 적응형 빔 형성 시스템에서는 Lagrange 공식을 적용 알고리즘의 가중치 갱신 식으로 사용하는 것이 아니고, 계산량이 적은 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 초기 가중치 벡터를 구하기 위해서만 사용하였다.

II장에서는 본 논문에서 사용된 시스템 모델과 제안된 방식을 알아보고, III장에서는 모의 실험을 통한 BER을 분석하였다. 마지막으로 IV장에서 결론으로 끝을 맺는다.

II. 제안된 방식

1. 적응형 안테나를 위한 시스템 모델

1-1. 다중캐리어직접확산 CDMA

이 전송 방식은 일반적으로 Walsh 코드와 같은 직교 코드들은 동기가 이루어지지 않을 경우, 코드간에 상호 간섭은 증가하며, 이는 사용자간의 심각한 간섭을 초래하기 때문에 MC-CDMA 방식이 역방향 링크에서 사용자 신호들 사이에 동기를 얻을 수 없다는 것에 대한 대안으로 제안되었다. 본 논문에서 제안되는 MC/DS-CDMA 시스템은 시간 평면에서 주어진 확산 코드를 이용하여 S/P (Serial to Parallel) 변환된 데이터를 확산시킨다. 그래서 각 부반송파의 스펙트럼은 최소 주파수 간격을 가지고 직교성을 만족한다. 이것은 DS-CDMA 방식에서 OFDM 신호가 준 최적 채널에 효과적이기 때문에

역방향 링크 통신 채널에 대하여 적합하다.

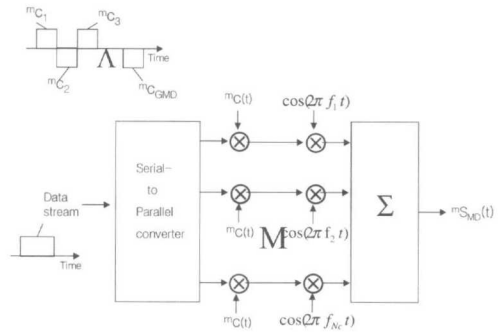


그림 1. MC/DS-CDMA의 전송 방식

그림 1은 m 번째 사용자의 MC/DS-CDMA 전송기를 나타내고 있으며, G_{MD} 는 신호처리 이득, N_c 는 부반송파 개수를 $m_{C(t)} = [m_{C_1}, m_{C_2}, \dots, m_{C_{N_c}}]$ 는 m 번째 사용자의 확산 코드를 나타낸다. 따라서, 큰 부반송파 간격을 가지는 MC/DS-CDMA 방식은 주파수 다이버시티 효과와 협대역 간섭 제거를 하는데 적합하다^[4].

2. 제안된 방식

CDMA 데이터는 S/P(Serial to Parallel) 변환기에 의해서 p 개의 병렬 데이터로 변환된 후, 인터리빙 된다. 골드 코드에 의해서 확산된 후 MC/DS-CDMA 신호는 무선 채널로 전송된다.

그림 2에 적응형 안테나 배열을 가진 MC/DS-CDMA의 블록 다이어그램을 나타내고 있다.

s 개의 안테나 배열은 수신기로 사용되며, 원하는 신호의 방향으로는 큰 이득을 주고 간섭 신호의 방향으로는 상대적으로 작은 이득을 줌으로써 최적의 빔 패턴을 형성하여 간섭은 최소로 하고 원하는 신호의 CIR(Committed Information Rate)은 최대로 한다. 각각의 안테나에 수신된 신호는 m 번째 사용자에 대해서 골드 코드에 의해서 역확산 된다.

파일럿 신호와 수신된 신호와의 에러 신호는 적응형 빔 형성기의 가중치 값을 갱신하는데 사용된다. 빔 형성기의 가중치는 MSE(Mean Square Error)에서 갱신되어 원하는 사용자 방향으로 빔을 형성하여 SINR(Signal to Interference-plus-Noise Ratio)를 증가시킨다.

역방향 링크에서 정보 신호는 확산 신호와 곱해져서 송신되므로, m 번째 사용자 신호는 다음과 같은 모델을 갖는다^[5].

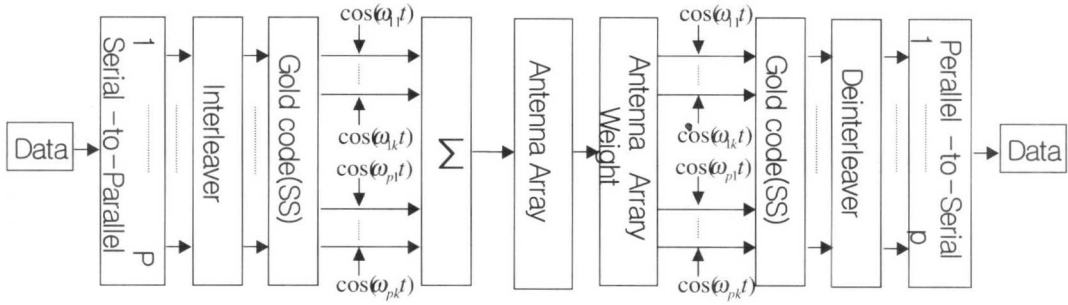


그림 2. 적응형 안테나 배열을 가지는 MC/DS-CDMA 시스템의 블록 다이어그램

$$X_m(n) = \sum_{k=0}^{N-1} m_C[n] d_m^k \cos(\omega_k t) \quad (1)$$

$X_m(n)$ 은 m 번째 사용자의 n 번째 블록수를 나타낸다. $m_C[n]$ 은 m 번째 사용자의 확산 코드, $d_m^k(n)$ 은 m 번째 사용자의 n 번째 블록에서 k 번째 신호, ω_k 는 이웃하는 반송파 주파수로부터 적어도 $2\pi/T_b$ 만큼 떨어진 반송파 주파수를 나타낸다.

s 개의 안테나에 수신된 신호, $r(n)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(n) = A(\theta)X(n) + B(n) \quad (2)$$

여기에서,

$$r(n) = [r^0(n), r^1(n), \dots, r^{N-1}(n)]$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & r^0(n) & 0 & r^1(n) & \dots & 0 & r^{N-1}(n) \\ 1 & r^0(n) & 1 & r^1(n) & \dots & 1 & r^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s-1 & r^0(n) & s-1 & r^1(n) & \dots & s-1 & r^{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A(\theta) = [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{M-1}(n)]$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & a_0(\theta) & 0 & a_1(\theta) & \dots & 0 & a_{M-1}(\theta) \\ 1 & a_0(\theta) & 1 & a_1(\theta) & \dots & 1 & a_{M-1}(\theta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s-1 & a_0(\theta) & s-1 & a_1(\theta) & \dots & s-1 & a_{M-1}(\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$X(n) = \begin{bmatrix} x_0^0(n) & x_0^1(n) & \dots & x_0^{N-1}(n) \\ x_1^0(n) & x_1^1(n) & \dots & x_1^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1}^0(n) & x_{M-1}^1(n) & \dots & x_{M-1}^{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B(n) = [b^0(n) \ b^1(n) \ \dots \ b^{N-1}(n)]$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & b^0(n) & 0 & b^1(n) & \dots & 0 & b^{N-1}(n) \\ 1 & b^0(n) & 1 & b^1(n) & \dots & 1 & b^{N-1}(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s-1 & b^0(n) & s-1 & b^1(n) & \dots & s-1 & b^{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$r^k(n)$: 그림 2에서와 같이 s 번째 안테나에 수신된 k 번째 신호
 $a_m(n)$: $DOA = \theta$ 를 가진 m 번째 사용자의 응답 벡터
 $b^k(n)$: s 번째 안테나에서의 잡음 신호
 $A(\theta)$ 와 $B(n)$ 은 응답 벡터와 잡음으로 구성된 행렬이다

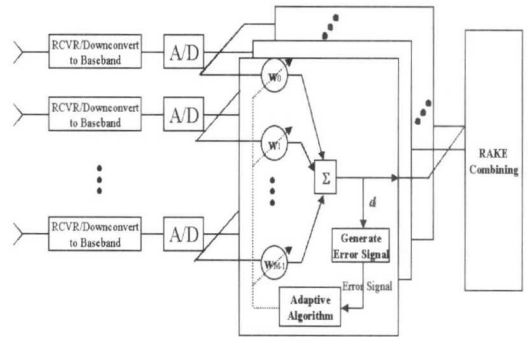


그림 3. s 개의 적응 안테나 배열의 블록 다이어그램

가중치, $W(n)$ 를 가지고 적응 빔 형성기를 통과한 신호 벡터, $R(n)$ 는 다음과 같다.

$$R(n) = W^H r(n) \quad (7)$$

여기에서,

$$W(n) = [w^0 \ w^1 \ \dots \ w^{s-1}]^T \quad (8)$$

$$y(n) = r^H W(n) \quad (9)$$

$$y(n) = \begin{bmatrix} y^0(n) \\ y^1(n) \\ \vdots \\ y^{N-1}(n) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} y_0^0(n) + y_1^0(n) + \dots + y_{M-1}^0(n) \\ y_0^1(n) + y_1^1(n) + \dots + y_{M-1}^1(n) \\ \vdots \\ y_0^{N-1}(n) + y_1^{N-1}(n) + \dots + y_{M-1}^{N-1}(n) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$y_m^k(n)$: m 번째 사용자의 k 번째 수신 신호

본 논문에서 사용된 적응 알고리즘은 LMS 알고리즘을 사용하였다. m 번째 사용자의 파일럿 신호와 수신된 파일럿 신호와의 에러를 구하기 위한 방법으로 MSE 방법을 사용하였다.

$$\begin{aligned} E[e^2(n)] &= \sum_{k=0}^{N-1} E[|e_m^k(n)|^2] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} E[|x_m^k(n) - x^{-k}(n)|^2] \\ &= E[E_t^H(n) E_t(n)] \end{aligned} \quad (11)$$

여기에서,

$$E_t(n) = X_m(n) - X^{-k}(n) \quad (12)$$

$E_t(n)$: 파일럿 신호에 대한 에러 벡터

$X_m(n)$: m 번째 사용자의 파일럿 신호 벡터

$X^{-k}(n)$: 수신된 파일럿 신호 벡터

2-1. 적응 알고리즘

2-1-1. LMS 알고리즘

LMS 알고리즘은 가장 간단하기 때문에 많이 사용되어지는 알고리즘이다. LMS 알고리즘은 선형 적응 알고리즘으로 가중치 갱신 식은 다음과 같다^[6].

$$z_n = w_n^H u_n \quad (13)$$

$$e_n = d_n - z_n \quad (14)$$

$$w_{n+1} = w_n + \mu u_n e_n^* \quad (15)$$

u_n : 입력 신호

e_n : 에러 추정치

d_n : 원하는 신호

2-1-2. Lagrange 승수 알고리즘

수신된 신호의 자기 상관 행렬의 최대 고유치에 해당하는 고유 벡터는 안테나 소자에 대해서 신호의 수신 방향을 나타내는 방향 벡터로 사용할 수 있다. 즉, 수신 신호의 자기 상관 행렬의 고유치와

고유 벡터를 구해서 LMS 알고리즘의 초기치로 사용할 수 있다. 수신된 신호의 자기 상관 행렬은 다음과 같다.

$$R_{xx}(k) = f R_{xx}(k-1) + x(k) x^H(k) \quad (16)$$

여기에서,

f : 조건이 $0 \leq f \leq 1$ 인 망각 인자

$x(k)$: 수신된 신호 벡터

Lagrange 승수를 위한 기준(criterion)은 다음에 기초한다.

$$\text{maximize } J(w, \gamma) = w^H R_{xx} w + \gamma(1 - w^H w) \quad (17)$$

$$R_{xx} = x^H x \quad (18)$$

$$w^H w = 1 \quad (19)$$

γ : Lagrange 극 고유치

R_{xx} : 자기 상관 행렬

w : 가중치 벡터

식 (17)에 구배(Gradient)를 취하면 다음과 같다.

$$\nabla J = 2(R_{xx} w - \gamma w) \quad (20)$$

식 (20)에서, $\nabla J = 0$ 의 조건을 만족할 때 함수는 극 값을 가지고 이때의 γ, w 는 각각 R_{xx} 의 극 고유치와 고유 벡터에 해당된다. 또, 가중치 벡터의 초기 추정치를 $w(0)$ 로 놓으면 식 (21)에 의해 갱신이 가능하다^[7].

$$\begin{aligned} w(k+1) &= w(k) + \frac{1}{2} \mu \nabla_w \cdot J(w(k), \gamma(k)) \\ &= w(k) + \mu [R_{xx}(k)w(k) - \gamma(k)w(k)] \\ &= [(1 - \mu\gamma(k))I + \mu R_{xx}(k)]w(k) \end{aligned} \quad (21)$$

Lagrange $\gamma(k)$ 값은 다음과 같다.

$$\gamma(k) = \frac{b - \sqrt{b^2 - c}}{a}$$

여기에서,

$$\begin{aligned} a &= \mu \\ b &= 1 + \mu w^H(k) R_{xx} w(k) \\ c &= \mu w^H(k) R_{xx}^2(k) w(k) \\ &\quad + 2 w^H(k) R_{xx}(k) w(k) \end{aligned} \quad (22)$$

여기에서, 망각 인자(forgetting factor)를 0으로 놓으면, ($f=0$), 가중치 벡터의 갱신 과정이 단순화되어 계산에 요구되는 복잡도를 줄일 수 있는데 이동 통신에서 사용자의 이동성이 클 때 유용하게 적용될 수 있다. 다음은 망각 인자를 0으로 하였을 때의 계산식이다. 식 (18)에 식 (21)과 식 (22)를 대입하면 가중치 갱신 식과 γ 값은 다음과 같다.

$$w(k+1) = [1 - \mu\gamma(k)]w(k) + \mu y^*(k)x(k) \quad (23)$$

$$\gamma(k) = \frac{b - \sqrt{b^2 - c}}{a}$$

여기에서,

$$\begin{aligned} a &= \mu \\ b &= 1 + \mu |y(k)|^2 \\ c &= |y(k)|^2 [\mu \|x(k)\|^2] \end{aligned} \quad (24)$$

여기에서 가중치의 수렴을 위한 적응 이득 μ 의 조건은 다음 식을 만족하여야 하며 λ_i 는 자기 상관 행렬의 고유치를 나타낸다.

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_1 - \lambda_i} \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (25)$$

간섭 신호들의 전력보다 원하는 사용자의 신호 전력이 훨씬 크다면, 초기 가중치 벡터 $w(0)$ 는 첫 번째 입력 신호 $x(0) = [x_1(0), x_2(0), \dots, x_N(0)]^T$ 로부터 얻어지는 것이 유용하다^[8]. 따라서, 초기 가중치 벡터는 다음과 같다.

$$w(n) = \frac{x(0)}{\|x(0)\|} \quad (26)$$

본 논문에서는 Lagrange 공식을 적용 알고리즘의 가중치 갱신으로 사용하는 것이 아니고, 단지 LMS 알고리즘의 초기 가중치 벡터에 대해서 Lagrange 공식에 의해 구해진 $w(1)$ 만을 사용하였다.

III. 모의 실험

본 논문의 시뮬레이션 환경은 m 명의 동시 사용자가 MC/DS-CDMA 환경하에서 BPSK 변조 방식을 사용하여 역방향 링크를 통해 전송하였고, 한 사용자의 신호는 블록당 6개의 부반송파를 가지도록 S/P 변환하였다. 또한, 사용자들의 다중 경로 신호

들은 안테나의 array normal을 기준으로 $[-90^\circ \sim +90^\circ]$ 의 일정 분포를 유지하도록 하였다.

그림 4와 그림 5는 $E_b/N_0 = 7dB$ 이고 원하는 사용자의 신호 방향이 $\theta = -70^\circ$ 일 때 적응형 안테나 배열을 가지는 MC/DS-CDMA 시스템에서 기지국에서의 빔 형태를 나타내고 있다. 그림 4는 $E_b/N_0 = 7dB$ 이고 사용자수가 5명일 경우를 나타내고 있으며, 그림 5는 $E_b/N_0 = 7dB$ 이고 사용자수가 15일 경우를 나타내고 있다. 적응 배열 안테나 특성과 같이 원하는 신호의 방향인 $\theta = -70^\circ$ 에서 주 빔이 형성되고 있으며, 그 외에 분포에 대해서는 간섭 신호에 해당하는 널(null)이 형성됨을 볼 수 있다. 그러나 사용자 수가 적을 경우에는 주 빔과 간섭 신호에 해당하는 널의 구별이 분명한데 반하여 사용자 수가 많아질수록 주 빔에 가까이 분포하는 사용자의 구별이 어려움을 볼 수 있다.

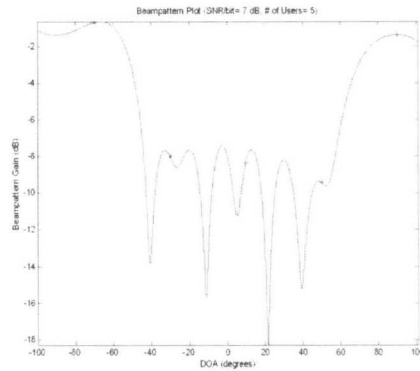


그림 4. 사용자수=5명일 경우 빔 형태 ($E_b/N_0 = 7dB$)

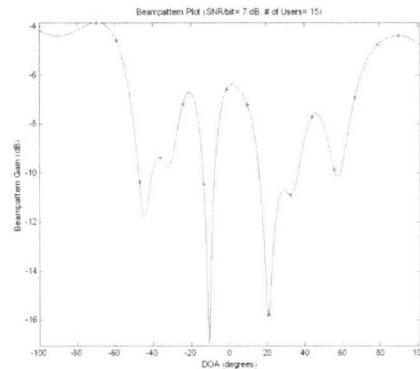


그림 5. 사용자수=15명일 경우 빔 형태 ($E_b/N_0 = 7dB$)

그림 6과 그림 7은 AWGN 채널하에서 $E_b/N_0 =$

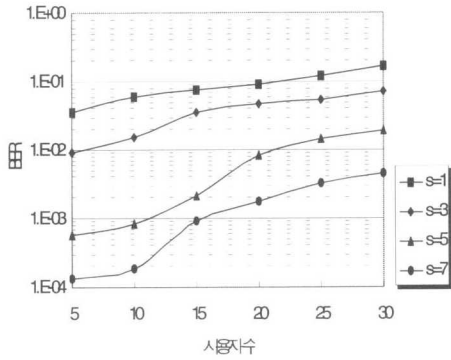


그림 6. AWGN 채널에서의 BER ($E_b/N_0 = 5dB$)

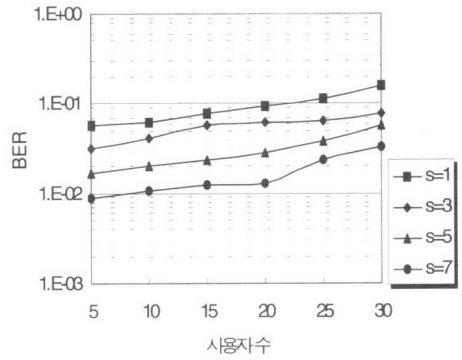


그림 8. 레일리 페이딩 채널에서의 BER ($E_b/N_0 = 5dB$)

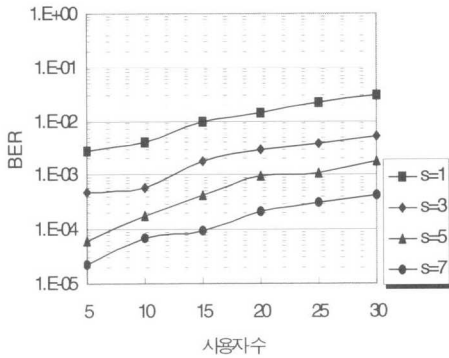


그림 7. AWGN 채널에서의 BER ($E_b/N_0 = 7dB$)

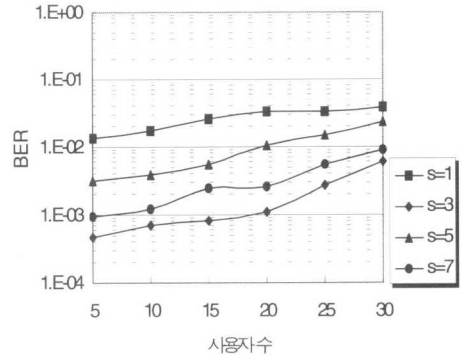


그림 9. 레일리 페이딩 채널에서의 BER ($E_b/N_0 = 7dB$)

5dB와 $E_b/N_0 = 7dB$ 일 때 적응형 안테나 배열을 가지는 MC/DS-CDMA의 BER을 나타내고 있다. 그림에서와 같이 역방향 링크에서 MC/DS-CDMA 방식이 보다 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있었기 때문에 BER이 10^{-1} 정도 향상되었고 기지국에서는 적응형 안테나 배열을 사용하였기 때문에 원하는 사용자에 대해서는 주 빔을 그렇지 않은 사용자에 대해서는 널을 형성하여 시스템 용량을 높일 수 있었다. 또한, 안테나 수의 증가에 따른 BER이 감소되었음을 볼 수 있다.

그림 8과 그림 9는 Rayleigh fading 채널하에서 $E_b/N_0 = 5dB$ 와 $E_b/N_0 = 7dB$ 일 때 적응형 안테나 배열을 가지는 MC/DS-CDMA의 BER을 나타내고 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 기지국에서 적응형 배열 안테나를

이용한 MC/DS-CDMA 시스템에 대해서 제안하였고, 시뮬레이션을 통한 성능을 분석하였다. 다중 사용자 신호에서 원하는 사용자 신호를 검출하기 위해서 Lagrange 공식을 이용하여 원하는 신호의 초기 가중치 벡터를 구하고 그 초기 벡터로 LMS 알고리즘을 구동하였다. 다른 사용자로부터 간섭을 줄이고 그 결과 사용자 용량을 증가시키는데 초점을 맞추어 시뮬레이션 하였다. MC/DS-CDMA 특성상 시간 평면에서 데이터를 확산시킴으로서 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있었다. 또한, 기지국에서 적응 배열 안테나를 사용하였기에 배열 안테나의 증가 없이 사용자간의 간섭을 줄일 수 있었고 MC/DS-CDMA 시스템의 BER을 향상시킬 수 있었다. 제안된 시스템이 이동 단말기측에서 MC/DS-CDMA 전송기를 사용하였기 때문에 실제 시스템 구현시 하드웨어의 복잡성이 증가되는 문제가 발생하지만 이것은 단말기내에 DSP칩의 발전으로 해결되리라 생각된다.

참 고 문 헌

[1] Hui Liu, "Smart Antennas in Wireless Systems: Uplink Multiuser Blind Channel and Sequence Detection," IEEE Transaction Communications, vol. 45, No. 2, pp. 187-199, Feb. 1997.

[2] Shinsuke Hara, "Overview of Multicarrier CDMA," IEEE Communications Magazine, pp. 126-133, Dec. 1997.

[3] Jack H. Winters, "Smart Antennas for Wireless System," IEEE Personal Communications, pp. 23-27, Feb. 1988.

[4] Ryuji Kohno, "Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array," IEEE Personal Communications, pp. 28-35, Feb. 1988.

[5] C. Y. Wong, R. S. Chang, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with sub-carrier, bit and power allocation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, No.10, pp. 1747-1758, Oct. 1999.

[6] Joseph C. Liberti, Jr., "Smart Antennas for Wireless Communications," New Jersey: Prentice Hall, 1999.

[7] 노경래, 안성수, 최승원, "cdma2000을 위한 스마트 안테나 설계 기술", 한국통신학회, vol. 18, No. 6, pp. 46-56, 2001. 8.

[8] D. Shin and S. Choi, "A New Blind Adaptive Algorithm Based on Lagrange's Formula for a Smart Antenna System in CDMA Mobile Communications," VTC'98, vol. 3, pp. 1660-1664, May 1998.

박 인 규(In-Kyu Park) 준회원



1999년 2월 : 공주대학교 전자공
학과 학사 졸업
2002년 2월 : 인하대학교 전자공
학과 석사 졸업
2002년 3월 ~ 현재 : 지콤코리아
연구원

<주관심 분야> 이동통신, 스마트안테나

김 백 현(Baek-hyun Kim) 준회원



1994년 2월 : 인하대학교 전자공
학과 학사 졸업
1996년 2월 : 인하대학교 전자공
학과 석사 졸업
1996년 3월~현재 : 인하대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 이동통신, 위성통신, MAC 프로토콜

신 승 훈(Seung-hoon Shin) 준회원



1995년 2월 : 인하대학교 전자공
학과 학사 졸업
1997년 2월 : 인하대학교 전자공
학과 석사 졸업
1997년 3월~현재 : 인하대학교
전자공학과 박사과정

<주관심분야> 이동통신, 위성통신, 전력제어

곽 경 섭(Kyung-sup Kwak) 정회원



1977년 2월 : 인하대학교 전기공
학과 학사 졸업
1979년 2월 : 인하대학교 전기공
학과 석사 졸업
1981년 12월 : 미국 University of
Southern California 전자공
학과 석사 졸업

1988년 2월 : 미국 University of Southern California
통신이론 및 시스템 박사

1988년 2월~1989년 2월 : 미국 Hughes Network
Systems 연구원

1989년 2월~1990년 3월 : 미국 IBM Network
Analysis Center 연구원

1995년 1월~1999년 12월 : IEEE Seoul Section 총무이
사

2000년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신전문대학원
원장

2002년 1월~현재 : 통신학회 부회장

<주관심 분야> 위성 및 이동 통신, 멀티미디어 통신