

# 비동기 DS-CDMA 시스템에서 RAKE 수신기를 채용한 적응형 CM 배열 안테나

정희원 김 용 석\* , 비희원 서 성 진\*\* , 정희원 황 금 찬\*

## Adaptive CM Array Antenna employing RAKE Receiver in Asynchronous DS-CDMA systems

Yong-Seok Kim\* *Regular Member* , Sung-Jin Suh\*\* *Nonmembers* , Keum-Chan Whang\*  
*Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 IMT-2000 3GPP 규격의 비동기 역방향 링크 DS-CDMA 시스템에서 신호 구조 기반 Constant Modulus Algorithm (CMA)을 이용하는 적응 배열 안테나 RAKE 시스템의 성능을 평가한다. 또한, 참조 신호 기반 Least Mean Square (LMS)방식을 이용하는 배열 안테나 시스템과 비교한다. Monte Carlo 실험에서 다중경로, 경로간 감쇄지수, 확산이득, 다중사용자 등과 같은 환경 파라미터가 고려된다. 결과로부터 신호 전력을 분산시키는 다중 경로의 경우 CMA을 이용하는 적응 배열 안테나가 LMS를 이용하는 배열 안테나에 비해 더 큰 수용 용량을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

Key Words : Constant Modulus Algorithm, Least Mean Square, RAKE, DS-CDMA

### ABSTRACT

In this paper, the performance of an adaptive array antenna using Constant Modulus Algorithm (CMA) based on the signal structure for the IMT-2000 3GPP specification reverse link of an asynchronous direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) system are evaluated. In addition, the performance is compared with the array antenna using Least Mean Square (LMS) based on the training signal. The simulation parameters such as the number of multipaths, multipath intensity profiles between path, spreading gain and multiuser etc., are considered in the Monte Carlo simulation. Simulation results demonstrate an adaptive array antenna using CMA may give more capacity gain than the array antenna using LMS in the case of multipath fading channel.

### I. 서 론

이동 통신 시스템의 진화는 보다 나은 서비스에 대한 욕구를 충족시키기 위한 것이며, 이를 위해 새로운 무선 통신 기술의 개발이 끊임없이 이루어져 왔다. 부호 분할 확산 다중 접속 방식 (Direct

sequence code-division multiple-access: DS-CDMA)은 다양한 전송율로 다양한 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 높은 유연성과 타 다중 접속 방식보다 높은 수용 용량으로, 이동 통신 진화에 큰 몫을 담당하고 있다 [1][2]. DS-CDMA 시스템의 수용 용량은 주로 다중 접속 간섭 (Multiple Access

\* 연세대학교 전기전자공학과 통신시스템 연구실(dragon@yonsei.ac.kr), \*\* 텔슨전자 중앙연구소  
논문번호 : 030515-1124, 접수일자 : 2003년 11월 25일

Interference: MAI)에 의해 제한 받는다. 그러므로, CDMA 시스템의 수용 용량을 높이기 위해서는 여러 사용자가 동시에 동일한 주파수 대역을 사용하는 시스템의 특성상, 사용자간의 간섭을 줄이는 것이 중요하다. 사용자간의 간섭을 줄이는 방법으로 안테나를 이용한 방법이 사용되고 있다. 안테나를 이용하여 셀의 수용 용량을 증가시키는 대표적인 방법으로 셀의 섹터화를 들 수가 있다. 방향성 안테나를 사용하여 사용자들을 각자의 위치에 따라 분리함으로써, 수신되는 간섭 전력을 줄여 수용 용량의 이득을 본다. 그러나, 많은 수의 섹터로 분리되는 경우 섹터간 겹침으로 용량에 손실을 가져오게 된다. 뿐만 아니라 빈번한 핸드오프, 트렁킹(trunking efficiency)효율의 감소 등 많은 문제점을 안고 있어 수용 용량을 증가시키기 위해 많은 수의 섹터화를 하는 것은 바람직하지 않다 [3][4].

이러한 단순한 섹터화보다 진보된 방식으로 다수의 배열 소자로 이루어진 안테나에 보다 지능적이고 복잡한 신호 처리를 적용하여 적응 배열 안테나를 구현할 수가 있다. 적응 배열 안테나는 공간적으로 분포한 배열 소자들과 적응 신호 처리기로 구성된다. 적응 신호처리기는 배열 소자의 출력을 결합하는데 사용하는 가중치 벡터를 계산하는 데 사용되는 것으로서, 신호의 변조 방식이라든지 분해 가능한 경로의 수, 각 경로로 수신되는 신호의 도래각과 시간 지연 등의 전파환경, 참조 신호의 사용 유무에 따라 결정된다. 여러 알고리즘이 배열 신호 처리 분야에서 제안되고 있다. 이러한 알고리즘은 크게 방향탐지 기반 방식 (Linearly Constrained Minimum Variance: LCMV)과 참조신호 기반 방식 (Least Mean Square: LMS) 그리고 신호의 구조적 형태를 기반으로 한 알고리즘 (Constant Modulus Algorithm: CMA)으로 나눌 수가 있다. 방향 탐지 기반 방식은 정확한 도래각을 얻을 수 있다는 장점에 비해 처리해야 하는 계산량이 많고, 구조적으로 복잡해지는 단점이 있다. 이에 비해 참조 신호 기반 방식은 간단하고 계산량이 현저히 줄어든다는 장점이 있다. 하지만, 필요한 정보 외에 부가적으로 참조신호를 전송하기 때문에 대역폭 효율면에서 그 효능이 떨어지게 된다. 마지막으로 이러한 단점들을 보완한 신호의 구조적 형태를 기반으로 한 빔 형성 알고리즘이 있다. Constant Modulus Algorithm (CMA)은 그 대표적인 알고리즘으로서 정보신호의 전송형태에 대한 정보만을 이용하는 방식이다. CMA에서는 빔을 형성하기 위해 받는 신호의 일시

적 또는 공간적 구조와 신호의 특성을 이용한다. 신호의 특성은 간섭의 영향으로 인해 본래의 특성을 잃게 되므로 CMA는 수신 신호의 안테나 출력으로부터 원래의 신호 특성을 되살림으로써 자동적으로 간섭의 효과를 줄 일수가 있게 된다 [5][6][7]. 이미 TDMA 시스템에서는 CMA를 이용한 빔 형성 기법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔었다 [8][9]. 그러나 현재 IMT-2000 3GPP 시스템에서는 파일럿 신호를 사용하기 때문에 참조 신호를 기반으로 하는 빔 형성 기법들의 연구가 활발히 진행 중에 있다 [10].

본 논문에서는 CMA가 수신 신호들 사이의 상관도가 낮을수록 신호들을 잘 구분할 수 있다는 장점을 이용하여 상대적으로 수신 신호들의 상관도가 낮은 CDMA시스템에 적용하여 성능을 평가한다. 또한, 파일럿 신호 (참조신호)들의 전력이 상대적으로 정보 신호의 전력보다 낮아 다중 경로의 간섭, 그리고 다른 사용자들에 의한 간섭에 많은 영향을 받는다는 단점을 보이는 참조 신호 기반의 LMS 방식의 성능과 CM 배열 안테나 RAKE 시스템의 성능을 비교하여 알아본다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 채널 및 신호 모델에 대하여 기술되며, 코히어런트 최대비 결합 (Maximal Ratio Combining: MRC) 다이버시티를 사용하는 RAKE 수신기와 CMA 배열 안테나에 대한 시스템은 III장에서 설명한다. 시뮬레이션 결과와 결론은 IV장과 V장에서 각각 기술되어 있다.

## II. 채널 및 신호 모델

$K$  명의 사용자 ( $k=1,2,\dots,K$ )가 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널을 통하여 BPSK 변조된 신호를 전송하는 역방향 링크 DS-SS-CDMA 시스템을 가정한다. 수신기 모델은 그림 1과 같으며,  $M$  개의 배열 소자로 구성된 배열 안테나에 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{r}(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L(k)-1} \beta_l^{(k)} \mathbf{v}(\theta_l^{(k)}) b^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \times a^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos[\omega_c t + \psi_l^{(k)}] + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

여기서,  $P$ 는 평균 전송전력,  $a^{(k)}(t)$ 는 사용자 구분용 긴 의사 잡음 (Pseudo Noise: PN) 시퀀스,  $b^{(k)}(t)$ 는  $k$  번째 사용자의 데이터 신호 파형,  $\omega_c$ 는

사용 중심 주파수,  $\tau_l^{(k)}$  는 전파 지연 그리고  $\psi_l^{(k)}$  는 위상 천이를 나타낸다.  $\beta_l^{(k)}$  는 독립적인 레일리 랜덤 변수를 가정하며,  $k$  번째 사용자의  $l$  번째 전파 경로에서 ( $l=0,1,\dots,L^{(k)}-1$ ) 수신 신호 세기를 나타내며, 다음과 같은 확률 밀도 함수 (probability density function: pdf)를 가진다 [11].

$$p(\beta_l^{(k)}) = \frac{2\beta_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \exp\left(-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{\Omega_l^{(k)}}\right) \quad (2)$$

파라미터  $\Omega_l^{(k)}$  는  $\beta_l^{(k)}$  의 2차 모멘트, i.e.,  $\Omega_l^{(k)} = E[(\beta_l^{(k)})^2]$  로  $\sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} = 1$  을 갖는다. 그리고, 첫번째 경로 강도  $\Omega_0^{(k)}$  의 지수적 multipath intensity profile (MIP)에 대한 2차 모멘트와는 아래와 같은 관계를 가진다고 가정한다.

$$\Omega_l^{(k)} = \Omega_0^{(k)} \exp(-l\delta) = \frac{\Omega_0^{(k)}}{(1 - \exp(-\delta))} (1 - \exp(-l\delta)), \text{ for } 0 < l \leq L^{(k)} - 1, \delta > 0 \quad (3)$$

파라미터  $\delta$  는 경로 지연의 함수로 평균 경로 강도의 감쇄율을 반영한다. 보다 실제적인 프로파일 모델은 지수적 MIP임을 주목한다 [12][13][14].

벡터  $\mathbf{V}(\theta_l^{(k)})$  는  $k$  번째 사용자,  $l$  번째 경로에 대한  $M$  배열 소자를 가지는 배열 응답 벡터를 나타내고 다음과 같다 [15][16].

$$\mathbf{V}(\theta_l^{(k)}) = [1 \exp(-j2\pi d \cos \theta_l^{(k)} / \lambda) \dots \exp(-j2(M-1)\pi d \cos \theta_l^{(k)} / \lambda)]^T \quad (4)$$

배열 안테나는  $M$  개의 소자를 가지는 균일 선형 배열 (Uniform Linear Array: ULA)을 가정한다.  $d$  는 배열 소자 사이의 간격,  $\lambda$  는 사용하는 중심 주파수의 파장을 의미하며, 모든 사용자로부터 수신되는 신호의 도래각  $\theta_l^{(k)}$  은 하나의 섹터에서  $[0^\circ, 120^\circ]$  균일분포를 갖는다. 마지막으로  $\mathbf{n}(t)$  는 시공간적으로 백색인 평균이 0이며 안테나당 분산이  $\sigma_n^2$  인 정규 분포 잡음 벡터를 나타내며,  $E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ , 여기서  $\mathbf{I}$  는  $M \times M$  항등 행렬,

$H$  는 Hermitian 전치이다.

### III. RAKE 수신기를 채용한 CM 배열 안테나

수신기는 그림 1과 같이 탭 수  $L_r$  인 코히어런트 RAKE를 가지는 적응형 CM 배열 안테나를 나타낸다. 여기서,  $L_r$  는 채널 경로 수  $L^{(k)}$  와 같거나 작은 변수이다. 탭 가중치와 위상은 채널 파라미터를 완전히 추정하였다고 가정한다 ( $\hat{\beta}_l^{(k)} = \beta_l^{(k)}$ ).  $n$  번째 전송 신호에 대한  $l$  번째 경로 정합 필터는 기준 사용자 ( $k=1$ )의 부호에 정합되어 있으며 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_l^{(1)}(n) = \int_{\tau_l^{(1)} + (n-1)T}^{\tau_l^{(1)} + nT} \mathbf{r}(t) \cdot \mathbf{a}^{(1)}(t - \tau_l^{(1)}) \cos[\omega_c t + \psi_l^{(1)}] dt \quad (5)$$

CMA를 이용해 간섭의 영향을 받은 신호의 크기를 원래의 신호 크기가 되도록 보상해주는 방향으로 형성된 빔 가중치를 적용한 CM 배열 안테나 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{z}_l^{(1)}(n) &= \overline{\mathbf{W}}_l^{(1)H}(n) \cdot \mathbf{y}_l^{(1)}(n) \\ &= \bar{S}_l^{(1)}(n) + \bar{I}_{l,mai}^{(1)}(n) + \bar{I}_{l,si}^{(1)}(n) + \bar{I}_{l,mi}^{(1)}(n) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$\bar{S}_l^{(1)}(n) = \sqrt{P/2} \beta_l^{(1)} C_{ll}^{(1,1)}(n) b^{(1)}(n) T \quad (6a)$$

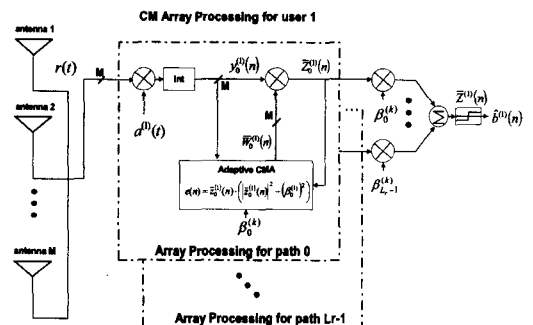


그림 1. RAKE 수신기를 채용한 적응형 CM 배열 안테나 블록도

$$\bar{I}_{l,mi}^{(k)}(n) = \sqrt{P/2} \sum_{k=2}^K \sum_{j=0}^{L^{(k)}-1} \beta_j^{(k)} C_{ij}^{(k)}(n) \cos[\psi_{ij}^{(k)}] \times \left\{ b^{(k)}(n-1) R_{n,ki}[\tau_{ij}^{(k)}] + b^{(k)}(n) \hat{R}_{n,ki}[\tau_{ij}^{(k)}] \right\} \quad (6b)$$

$$\bar{I}_{l,si}^{(l)}(n) = \sqrt{P/2} \sum_{j=0}^{L^{(l)}-1} \beta_j^{(l)} C_{ij}^{(l)}(n) \cos[\psi_{ij}^{(l)}] \times \left\{ b^{(l)}(n-1) R_{n,li}[\tau_{ij}^{(l)}] + b^{(l)}(n) \hat{R}_{n,li}[\tau_{ij}^{(l)}] \right\} \quad (6c)$$

$$\bar{I}_{l,ni}^{(l)}(n) = \int_{\tau_i^{(l)}+(n-1)T}^{\tau_i^{(l)}+nT} \bar{W}_i^{(l)H}(n) \cdot \mathbf{n}(t) \times \beta_i^{(l)} a^{(l)}(t - \tau_i^{(l)}) \cos[\omega_c t + \psi_i^{(l)}] dt \quad (6d)$$

파라미터  $C_{ij}^{(k)}(n) = \bar{W}_i^{(k)H}(n) \cdot \mathbf{v}(\theta_j^{(k)})$ 는 기준사용자의  $l$ 번째 경로에 대한 배열 안테나 가중치와  $k$ 번째 사용자의  $j$ 번째 경로에 대한 배열 응답 벡터 사이의 공간 상관도를 나타낸다.  $b^{(l)}(n)$ 는 검출될 정보 비트,  $b^{(l)}(n-1)$ 는 이전 비트이고  $\tau_{ni}^{(k)} = \tau_i^{(k)} - \tau_n^{(l)}$ 이며,  $\varphi_{ni}^{(k)} = \varphi_i^{(k)} - \varphi_n^{(l)}$ 이다.

$R_{n,ki}(\tau)$ 와  $\hat{R}_{n,ki}(\tau)$ 는 PN 연속 부분 상호 상관 함수이며 다음과 같이 정의된다 [17].

$$R_{n,ki}(\tau) = \int_{n-1}^{n-1+T} a^{(k)}(t-\tau) a^{(l)}(t) dt$$

$$\hat{R}_{n,ki}(\tau) = \int_{n-1}^{n-1+T} \hat{a}^{(k)}(t-\tau) a^{(l)}(t) dt$$

식 (6)-(6d)로부터, 최대 비 결합 (Maximal Ratio Combining: MRC)을 통해 다음과 같은 RAKE 수신기 출력  $\bar{z}^{(l)}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} \beta_i^{(l)} \cdot \bar{z}_i^{(l)}(n)$ 을 얻을 수 있으며, 다음과 같은 항목으로 이루어진다.

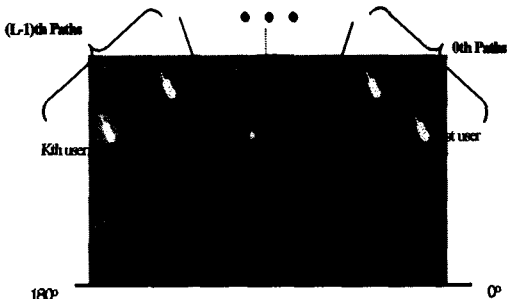


그림 2. 섹터내에 다중 사용자와 다중 경로 분포도

표 1. 시뮬레이션 파라미터.

확산부	확산율	3.84Mcps
	확산이득	데이터: 128/64/32 Pilot: 256
	사용자 구분	Long Scramble code ( $x^{25} + x^3 + 1 / x^{25} + x^3 + x^2 + x + 1$ )
	채널 구분	Walsh code
전송부	신호구조	데이터&pilot Code multiplexing 전력비: 참고문헌[20][21]
	변조방식	데이터(BPSK) 데이터&pilot(QPSK)
	비트율	30/60/120Kbps
	프레임구조	3GPP Spec [23]
채널	Additive Gaussian ch. Frequency selective Rayleigh fading ch.	
	중심주파수	2GHz
	도플러( $f_d T_s$ )	3Km/h(0.000023)
수신단	사용안테나	4(ULA) Antenna separation: $\lambda/2$
	다중경로수	1-5(random distribution within 6chips)
	복조방식	Coherent detection

첫 번째 항은 검출하고자 하는 원하는 신호이고 둘째 항은  $(K-1)$ 명의 타 사용자로부터의 MAI 간섭이다. 세 번째 항은 기준 사용자의 자기 간섭이다. 마지막 항은 AWGN 프로세스로 인한 가우시안 랜덤 변수이다.

CMA에서 최적의 가중치  $W_i^{(k)}(n)$ 는 시스템 출력 신호의 크기와 기준 신호의 크기 사이의 오류를 최소화 시키는 값을 정하게 된다. 일반적으로, CMA의 비용 함수(cost function)는 다음과 같다.

$$e(n) = E \left\{ \left( \left| \bar{z}_i^{(k)}(n) \right|^p - \bar{r}_i^{(k)} \right)^q \right\} \quad (7)$$

여기서,  $E\{\}$ 는 앙상블 평균을 의미하며, 본 논문에서는 앙상블 평균값은 순시적인 값으로 대체된다.  $\bar{r}_i^{(k)} = (\beta_i^{(k)})^2$ 는  $k$ 번째 사용자에  $l$ 번째 RAKE 탭에 대한 이득을 나타낸다. 이것은 채널에 해당 경로 강도에 의존적이다 [18]. CM 배열 안테나 수렴 정도는  $p, q$ 에 따라 결정되게 되며, 본 논문에서는 일반적으로 많이 사용되는 파라미터  $J^{22}(p=2, q=2)$

을 적용하기로 한다 [9][18]. 그러므로 다중경로의 경우 오류신호, 즉, 비용합수는 다음과 같다.

표 2. 다중경로 환경에서 경로 수에 따른 경로간 평균 전력 비율

path		1 <sup>st</sup>	2 <sup>nd</sup>	3 <sup>rd</sup>	4 <sup>th</sup>	5 <sup>th</sup>
$\delta = 1.0$	$L^{(k)}=1$	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=2$	0.7310	0.2690	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=3$	0.6652	0.2447	0.0901	0.0	0.0
	$L^{(k)}=4$	0.6439	0.2369	0.0871	0.0321	0.0
	$L^{(k)}=5$	0.6364	0.2341	0.0861	0.0316	0.0116
$\delta = 0.2$	$L^{(k)}=1$	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=2$	0.5498	0.4502	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=3$	0.4017	0.3289	0.2693	0.0	0.0
	$L^{(k)}=4$	0.3292	0.2695	0.2206	0.1807	0.0
	$L^{(k)}=5$	0.2867	0.2347	0.1922	0.1573	0.1288
$\delta = 0.0$	$L^{(k)}=1$	1.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=2$	0.5	0.5	0.0	0.0	0.0
	$L^{(k)}=3$	0.3334	0.3333	0.3333	0.0	0.0
	$L^{(k)}=4$	0.25	0.25	0.25	0.25	0.0
	$L^{(k)}=5$	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2

$$e(n) = \bar{z}_i^{(k)}(n) \cdot \left( \left| \bar{z}_i^{(k)}(n) \right|^2 - \bar{r}_i^{(k)} \right) \quad (8)$$

가중치-갱신 함수 (weight-update function)는 다음과 같이 표현 되어진다 [5][19].

$$\mathbf{W}(n + \Delta n) = \mathbf{W}(n) - \mu e(n) \mathbf{X}^*(n) \quad (9)$$

여기서,  $\mu$ 는 고정 변화율 단위 (constant step size)이고, \* 표시는 켈레 복소수를 나타낸다. 또한,  $\Delta n$ 은 가중치 갱신속도 (weight-update speed)를 의미한다. 이 갱신 함수는 일반적으로 많이 쓰이는 LMS 알고리즘과 매우 흡사하지만, 참조 신호를 이용하지 않는 오류 신호  $e(n)$  을 사용한다는 점에서 LMS와 다르다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

본 논문의 실험 환경은 표 1과 같이 정리된다. 모든 사용자가 동일한 전송 속도의 BPSK 방식으로

변조된 CDMA 서비스를 받고 있는 상태를 가정하며, I-채널 쪽으로 데이터가 전송되고, Q-채널 쪽으로 pilot 정보가 전송 된다. 두 개의 채널은 코드 다중화 (code-multiplexing)되어 있으며, 정보신호 대 pilot신호의 전력비 (signal power to pilot power ratio: SPR)는 전송 신호의 확산이득에 따라

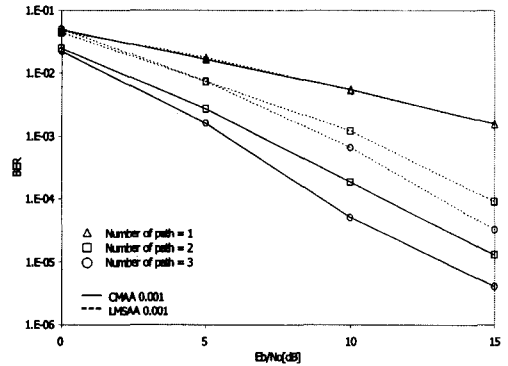


그림 3. 경로 수에 따른 BER vs. Eb/No

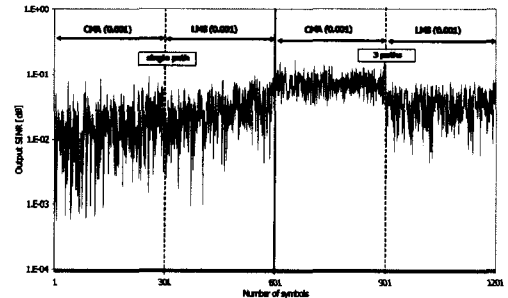


그림 4. 출력 신호 대 간섭 잡음 비 (단일 사용자)

다음과 같이 가정한다 [20][21]. 확산이득이 각각 128, 64 그리고 32일 때 pilot신호의 전력비는 6, 7.7 그리고 9.5 dB이다. 모든 사용자의 프레임 시작 시점이 서로 다른 비동기(asynchronous) 시스템을 가정하였고, 사용자 구분용 부호열(sequence)은 긴 scrambling 코드를 사용하며, 채널 구분용 부호열은 Walsh 부호를 사용한다. pilot신호의 확산이득은 256으로 설정하며, 사용자 프레임 구조와 길이는 IMT-2000 3GPP 규격을 따른다 [22][23]. 다중 사용자 및 다중 경로의 분포는 한 섹터가 수용할 수 있는 120° 영역 내에서 기준 사용자 ( $k=1$ )의 입사각을 기준으로 균일 분포를 가정한다. 기준 사용자의 입사각은 매 실험마다 랜덤하게 생성되며 다른

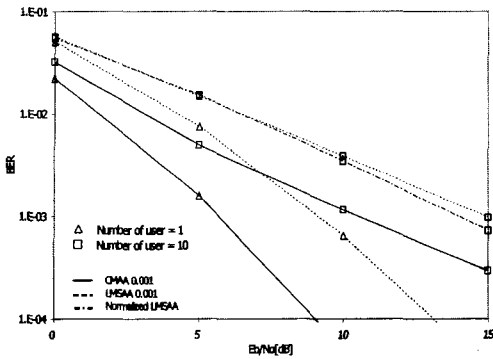


그림 5. 사용자 수에 따른 BER vs. Eb/No

사용자의 입사각은 그림 2와 같은 방식으로 한 섹터내에 모든 방향으로부터 입사된다고 가정한다. 또한, [16]로부터 공간상 채널의 생성은 Karhunen-Loeve 확장을 기반으로 한 공간상 변환 연산자를 통하여 만들어 진다. 이때 채널의 시간상 특성은 [25]로부터 정해진 개수의 sinusoid한 신호의 합으로 생성되는 Deterministic한 방법에 의해 만들어 지며, 본 논문에서는 그 중 Equal distance 방법을 사용한다. 채널은 다중경로 채널을 고려하며, 경로 지연은 6chips이내에서 random 분포를 가진다. 경로간 MIP모양은 지수적 모델을 선택한다. 이때, 감쇄 지수  $\delta$ 는 각각 1.0, 0.2 그리고 0.0을 가정한다. 이는 보다 실제적인 프로파일 모델이 지수적 MIP이기 때문이며, 다중 경로간 전력비율은 분해 가능한 경로의 수에 따라 표 2와 같이 나타난다 [12][13][14]. 본 논문의 전체 실험을 통하여 가중치 갱신속도는 심볼의 전송율 (symbol rate)과 동일 ( $\Delta n=1$ )하게 설정하며, 초기 가중치 벡터는  $W(0)=[1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$  으로 설정한다. 이것은 초기 배열 안테나 패턴 (initial antenna pattern)의 등방성

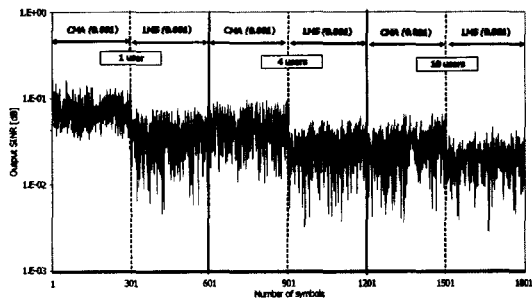


그림 6. 출력 신호 대 간섭 잡음 비 (다중 사용자)

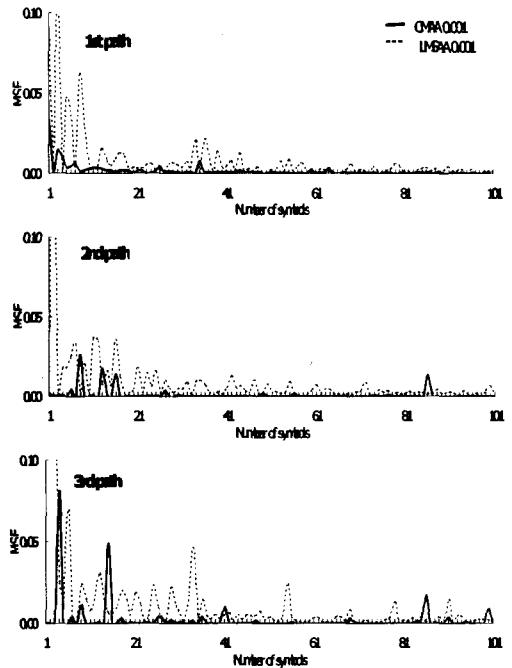


그림 7. 적응형 CM 배열 안테나 및 LMS 배열 안테나 수렴 특성

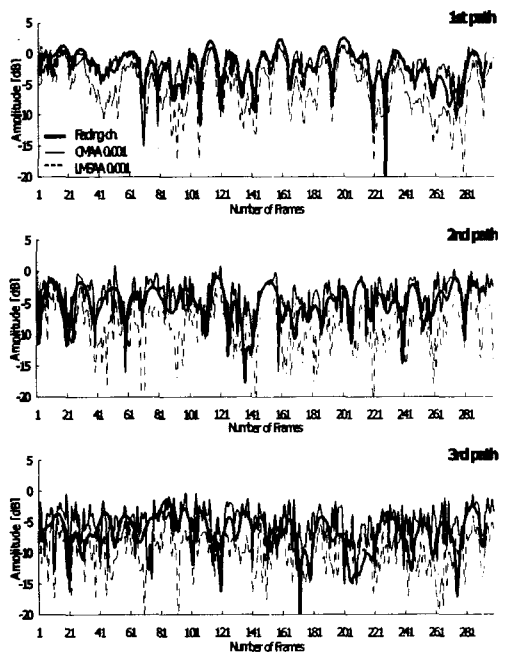


그림 8. 적응형 CM 배열 안테나 및 LMS 배열 안테나 채널 추적도

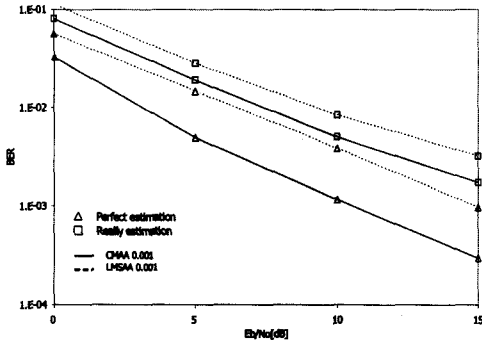


그림 9. 불완전 채널 추정 환경에서 BER vs.  $E_b/N_0$

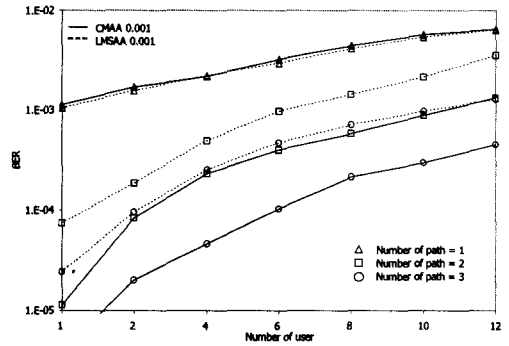


그림 10. 경로 수에 따른 BER vs. 사용자 수

(isotropics)을 의미한다. 그리고 고정 변화율 단위 (constant step size)  $\mu$ 는 0.001로 설정한다. 모든 실험 결과로부터 변조 방식에 관한 특정 언급이 없는 경우, 표 1에서 언급한 바와 같이 데이터 BPSK 변조 방식을 가정한다. 또한, 도래각 확산에 관한 언급이 없는 경우, 도래각 확산이 없음을 가정한다.

그림 3에서는 완벽한 채널 추정 하에 감쇄지수  $\delta=1.0$ 인 경우 데이터 확산이득 128, 단일 사용자에 대해 다중 경로 수  $L^{(k)}=L_r$ 가 1, 2, 3 일 때의 성능을  $E_b/N_0$ 와 BER로 보이고 있다. 경로 수가 증가 할수록 CMA 방식과 LMS 방식의 이득 격차가 차이를 보임을 알 수 있다. 이는 참조 신호 기반의 LMS가 다중 경로와 같이 신호 전력을 분산시키는 환경에서, 경로간 간섭에 의한 영향을 CMA보다 많이 받음을 보여주고 있다. 그림 4는 완벽 채널 추정,  $\delta=1.0$ , 확산이득 128,  $E_b/N_0=10$  dB, 단일 사용자에 대해 경로 수 1, 3일 때의 적응 성능 (adaptation performance)을 출력 신호 대 간섭 잡음 비 (SINR: Signal-to-Interference plus Noise)로 나타낸다. 단일 경로의 경우, CMA방식과 LMS방식 모두 유사한 신호 대 간섭잡음 비 값을 출력하는데 반하여, 다중 경로 수 3인 경우, CMA방식을 사용하는 적응형 배열 안테나 RAKE 시스템의 출력 값이 우수 함을 볼 수 있다. 그림 5 와 6 에서는 감쇄지수  $\delta=1.0$ 인 경우 데이터 확산이득 128, 다중 경로 수 3, 다중 사용자에 대한 성능을 각기  $E_b/N_0$ 와 BER, 그리고 출력 신호 대 간섭 잡음 비로 보이고 있다. 그림 5는 BER 성능으로 두 방식을 성능을 비교해 보면,  $E_b/N_0=7$  dB 보다 적은

경우의 다중 사용자 수 10인 CMA 방식의 성능이 단일 사용자 LMS방식의 성능 보다 우수한 성능을 보임에 주목할 필요가 있다. 이는 다중 경로가 존재하는 환경에서 전송 신호 전력이 적은 경우 참조 신호 기반의 LMS 방식에 영향을 주는 경로 간 간섭이 다중 사용자에 영향을 받는 신호 구조 기반 CMA방식 보다 더 크게 작용하고 있음을 보여 주고 있다. 그림 6은 출력 신호 대 간섭 잡음 비 성능을  $E_b/N_0=10$  dB 이고 사용자 수 1, 4, 10명에 대하여 나타낸다. 다중 사용자 수가 증가 함에 따라서 CMA 방식과 LMS방식의 성능 차이가 감소 함을 보인다. 즉, 다중 사용자 간섭에 의해서 CMA의 상대적 이득이 조금씩 감소한다고 볼 수 있다.

그림 7은 완벽 채널 추정 하에 감쇄지수  $\delta=1.0$ 인 경우 데이터 확산이득 128, 사용자 수 10, 다중 경로 수  $L^{(k)}=L_r=3$  일 때의 CMA와 LMS 알고리즘의 기준 사용자의 수렴 속도를 각 경로에 대해서 보여 주고 있다. 각 경로에 대해 CMA방식은 20 심볼 이내에 대부분 수렴하는 것을 볼 수 있다. 그러나 LMS 방식을 사용하는 경우, 모든 경로에 대하여 적어도 40 심볼을 되어야 수렴 됨을 알 수 있다. 그림 8은 그림 7과 동일한 파라미터 환경에서 각 경로에 대한 적응형 배열 안테나 처리 과정 후 출력 값 ( $\hat{z}^{(1)}(n)$ )을 보이고 있다. 두 방식 모두 채널에 잘 적응됨을 알 수 있으나 CMA방식이 좀 더 적응성이 우수함을 알 수 있다.

그림 9는  $\delta=1.0$ , 데이터 확산이득 128, 사용자 수 10, 다중 경로 수  $L^{(k)}=L_r=3$  일 때 채널 추정 과정에서 오류가 발생하였을 경우의 성능을  $E_b/N_0$

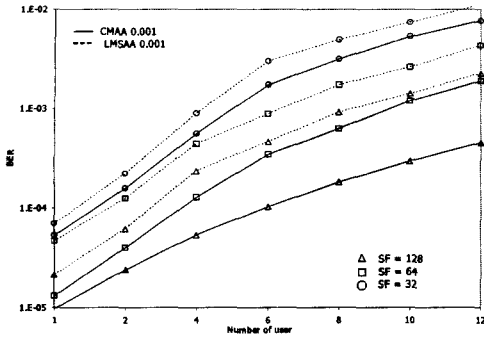


그림 11. 데이터 확산 이득에 따른 BER vs. 사용자 수

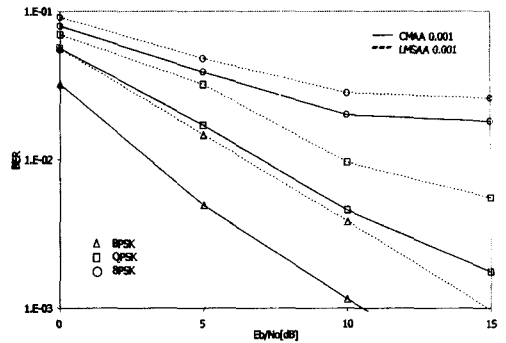


그림 14. 변조 방식에 따른 BER vs. Eb/No

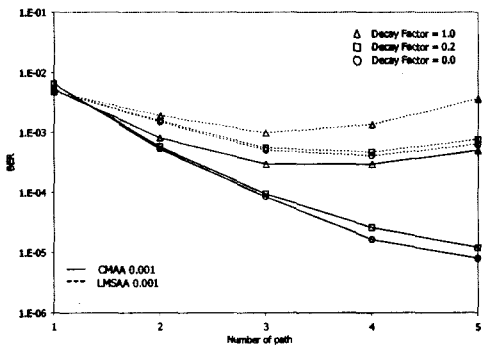


그림 12. 채널 감쇄 지수에 따른 BER vs. 경로 수

와 BER로 보이고 있다. 여기서, 시변 채널에 대한 채널 추정은 어떤 정해진 수의 chips에 대한 평균을 통하여 구할 수 있다. 즉,  $N_p = m \cdot SF_{pilot} (256)$ , 여기서  $m$ 은 pilot 데이터 심볼을 개수를 의미한다. 본 논문에서는  $m=20$ , 2 slots 동안의 pilot 데이터 심볼 개수를 가정한다 [24]. 추정오류로 인하여,

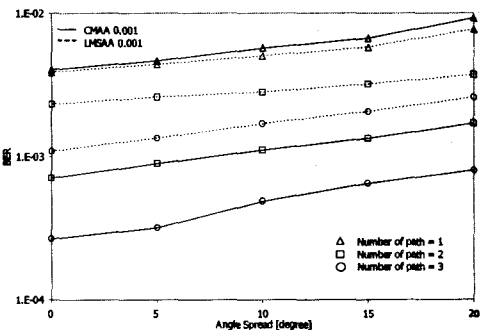


그림 13. 경로 수에 따른 BER vs. 도래각 확산

CMA방식과 LMS방식을 사용하는 경우의 이득 격차는 줄어들지만, 여전히 신호 구조 기반 방식이 우수한 성능을 나타낸다. 그림 10은 채널 추정 오류가 없는 환경에서  $E_b/N_0=15$  dB, 감쇄지수  $\delta=1.0$ , 데이터 확산이득 128 일 때 시스템 수용 용량을 나타낸다. 여기서 우리는 단일 경로의 경우, CMA와 LMS 방식 모두 수용 용량에서 유사한 성능을 보이지만 다중 경로처럼 신호 전력을 분산시키는 경우, CMA방식이 더 큰 수용 용량을 제공하고 있음을 주목한다. 그림 11은  $\delta=1.0$ 인 경우  $E_b/N_0=15$  dB, 경로 수  $L^{(k)}=L_r=3$ 에 대해 데이터 확산이득 (SF)이 32에서 128까지 변할 때의 성능을 사용자와 BER로 보이고 있다. 예상되는 바와 같이 확산 이득이 감소함에 따라 비트 오류 확률 성능이 열화 됨을 알 수 있다. 그리고 두 방식을 비교해 보면, 확산이득이 64인 신호 구조 기반 CMA방식이 확산이득이 128인 참조 신호 기반 LMS 방식보다 우수한 성능을 보인다.

그림 12는 완벽한 채널 추정 하에  $E_b/N_0=15$  dB인 경우 다중 사용자 수 10명에 대해 채널의 감쇄 지수가 0.0에서 1.0까지 변할 때의 성능을 경로 수  $L^{(k)}=L_r$ 와 BER로 나타내고 있다. 여기서 두 방식을 비교해 보면, 감쇄지수가 작을수록 CMA방식의 어레이 시스템이 참조 신호 기반의 LMS에 비해 더 큰 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이것은 CMA방식이 일량 분포 (감쇄지수  $\delta=0.0$ )로 신호 전력을 분산시키는 다중 경로 채널에서 상대적으로 더욱 큰 이득을 얻을 수 있음을 말한다. 그림 13은 완벽한 채널 추정 하에  $E_b/N_0=15$  dB인 경우 다



중 사용자 수 10명에 대해 채널의 감쇄 지수가 1.0 이며 확산이득이 128 일 때, 도래각 확산에 따른 BER을 나타낸다. 결과에서 알 수 있듯이 단일 경로이고 도래각 확산이 큰 경우, LMS알고리즘에 의한 성능이 CMA에 약간 우수하게 나타남을 알 수 있다. 그러나 신호 전력을 분산 시키는 다중 경로의 경우, CMA를 이용하는 적응형 어레이 안테나의 성능이 LMS를 이용하는 안테나 성능보다 우수함을 알 수 있다. 그림 14는 변조 방식에 따른 성능을  $E_b/N_0$ 와 BER로 다중 사용자 수 10명, 다중 경로 수 3, 채널의 감쇄 지수 1.0 그리고 확산 이득 128 인 환경에서 나타내고 있다. 변조 차수가 증가함에 따라 성능이득이 줄어들기는 하지만 여전히 CMA를 이용하는 안테나의 성능이 LMS를 이용하는 안테나 성능보다 우수함을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서 우리는 IMT-2000 3GPP 규격의 비동기 역방향 링크 DS-CDMA 시스템에서 신호 구조 기반 Constant Modulus Algorithm (CMA)을 이용하는 적응 배열 안테나 RAKE 시스템의 성능을 다양한 채널 환경에서 평가하였으며, 또한 참조 신호 기반 Least Mean Square (LMS)방식을 이용하는 배열 안테나 시스템과 비교 평가하였다. 단일 경로의 경우, 다중 사용자 환경에서도 두 방법 모두 유사한 성능을 보이지만 신호 전력을 분산 시키는 다중 경로의 경우, 신호 구조 기반 CMA 방식을 사용하는 적응 배열 안테나 시스템의 성능이 우수하게 나타남을 알 수 있었다. 채널 추정 오류 상황에서도 CMA 방식을 통하여 어느 정도 이득을 얻을 수 있었다. 하지만, 추정오류로 인하여, 그 이득의 격차는 줄어들어 든다. 또한 일량 감쇄지수 ( $\delta=0.0$ )를 가지는 채널의 경우, 신호 구조 기반의 CMA 방식을 이용하여 참조 신호 기반의 LMS방법에 비해 상대적으로 더 큰 이득을 얻을 수 있다.

본 논문은 무선 환경에서 수렴 특성이나 신호 복구 특성이 완벽히 밝혀지지 않아서 그 응용분야에 있어 많은 제한을 받는 신호 구조 기반 알고리즘에 유용한 자료가 될 것이다.

### 참고 문헌

[1] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi and

Y. Okumura, "Multimedia mobile radio access based on coherent DS-CDMA," *IEICE Trans. on Commun.*, vol.E-79-B, pp. 1316-1325, Sept. 1996

[2] A. Baier, U. Fiebig, W. Granzow, W. Kocj, P. Teder, and J. Thielecke, "Design study for a CDMA-based third generation mobile radio system," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, pp. 733-743, May, 1994

[3] A. Sabharwal, D. Avidor and L. Potter, "Sector Beam Synthesis for Cellular Systems Using Phased Antenna Arrays," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 1784-1792, Sept. 2000

[4] I. S. Koo, S. C. Bang, J. H. Ahn and K. S. Kim, "Erlang Capacity of Smart Antenna CDMA System Considering the Sector Operation," *IEEE Proc. VTC 2003-Spring*, Vol. 1, pp. 70-74, 2003

[5] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communication, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations," *Proceeding of the IEEE*, vol. 85, no. 8, Agust 1997

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

[7] J. S. Thompson, P. M. Grant and B. Mulgrew, "Smart Antenna Arrays for CDMA Systems," *IEEE Personal Commun.*, vol.3, no.5, pp.16-25, 1996

[8] B. Suard, A. F. Naguib, G. Xu, and A. Paulraj, "Performance of CDMA mobile communication system using antenna arrays," *IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp.153-156, 1993

[9] T. Ohgane, "Characteristics of CMA adaptive array for selective fading compensation in digital land mobile radio communications," *Electron. Commun. Jpn.*, vol. 74, pp. 43-53, 1991

[10] G. V. Tsoulos, M. A. Beach and S. C. Swales, "Adaptive antennas for third generation DS-CDMA cellular systems," *IEEE Proc. VTC' 95*, vol. 1, pp. 45 -49, 1995

[11] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1983

[12] Rec. ITU-R M.1225 Guideline for evaluation of radio transmission technologies for

IMT-2000, 1997

[13] D. Parsons, The mobile radio propagation channel. Addison-Wesley, 1992

[14] T. Eng, N. Kong and L. B. Milstein, "Comparison of Diversity Combining Techniques for Rayleigh Fading Channels," IEEE Trans. Commun., vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996

[15] G. Raleigh, S. N. Diggavi, A. F. Naguib, et al, "Characterization of Fast Fading Vector Channels for Multi-Antenna Communication Systems," Proceeding of 27th Asilomar Conference on Signals, System and Computers 1994

[16] A. Stephenne, B. Champagne, "Effective Multi-Path Vector Channel Simulator for Antenna Array Systems," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.49, pp.2370-2381, 2000

[17] M. B. Pursley and D. V. Sarvate, "Evaluation of correlation parameters for periodic sequences," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-23, pp.508-513, July 1977

[18] P. Yuvapoositanon and J. A. Chambers, "A CMOE-CMA Rake Receiver Structure for Near-Far Frequency-Selective Fading CDMA Channels," International Symposium on Signal Processing and its Application (ISSPA), pp. 418-421, 2001

[19] J. Litva, T. K. Lo, Digital Beamforming in Wireless Communication, Artech House Pub., 1996

[20] T1e-99029r: The EMC impact of DPCCH gating in packet transmission, SAMSUNG, July, 1999 (ftp://ftp.3gpp.org/)

[21] L. Aydin, E. Esteves and R. Padovani, "Reverse Link Capacity and Coverage Improvement for CDMA Cellular Systems Using Polarization and Spatial Diversity," IEEE Proc. ICC 2002, vol. 3, pp. 1887-1892, 2002

[22] TR25.211: Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD), Sept. 2001 (ftp://ftp.3gpp.org/)

[23] TR25.213: Spreading and modulation (FDD), June 2001 (ftp://ftp.3gpp.org/)

[24] S. J. Ko, K. H. Lee and H. J. Choi, "Performance of Coherent DS-SS/QPSK for Mobile Communications in Fast-Fading Multipath and High-Frequency offset," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 50, pp. 250-266, Jan. 2001

[25] M. Patzold, U. Killat and F. Laue, "A Deterministic Digital Simulation Model for Suzuki Processes with Application to a Shadowed Rayleigh Land Mobile Radio Channel," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 45, pp. 318-331, May 1996

김 용 석(Yong-Seok Kim)

정회원



1998년 2월 : 경희대학교 전자공학과 학사

2000년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사

2000년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> Multi-User, Multi-Carrier and Multi-Antenna systems, CDMA, 4G wireless communications

서 성 진(Sung-Jin Suh)

비회원

2000년 8월 : 연세대학교 전기공학과 학사

2003년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사

2003년 3월~현재 : 텔슨전자 중앙연구소

<관심분야> Smart Antenna, CDMA

황 금 찬(Keum-Chan Whang)

정회원



1967년 2월 : 연세대학교 전기공학과 학사

1979년 2월 : Polytechnic Institute of New York, Ph.D

1980년 9월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수

<관심분야> Wireless communication, CDMA, OFDM, 4G communication techniques