

레이레이 페이딩 채널에서 다중 반송자 DS/CDMA 통신 시스템의 전력-전송율 적응 방식

정회원 안희준*, 이예훈**

Power and Rate Adaptations in Multi-carrier DS/CDMA Communications over Rayleigh Fading Channel

Heejune Ahn*, Ye Hoon Lee** *Regular Members*

요 약

다중 반송자를 사용하는 CDMA 통신 시스템에서 주파수 영역의 전력과 시간 영역의 전송율을 적응적으로 사용하는 시스템을 분석하였다. 수신단으로 부터 얻는 이상적인 채널상태 정보를 가정하고 주파수 영역에서는 각 사용자의 부채널 중에서 가장 채널상태가 좋은 한 대역을 선택하고 시간영역에서는 목표 수신 품질을 만족하도록 전송율을 조정한다. 단일 사용자의 경우에 평균 BER을 최소화 할 수 있는 최적의 전송방식의 식을 유도하였다. 채널 상태 역수 법이 사용 대역의 수나 평균 전송양이 증가할 때 최적의 알고리즘이라는 사실 또한 증명하였다. 수학적 분석과 시뮬레이션 결과 제안된 주파수 시간 적응 알고리즘을 사용한 방식이 주파수영역에서만 선택적인 방법을 사용하는 MC-CDMA 방식과 비교하여 현격히 좋은 성능을 보임을 보였다. 또한 제안된 적응형 MC-CDMA 전송방식과 기존의 RAKE 수신기를 사용하고 시간 영역에서 적응적 방식을 사용하는 DS-CDMA 시스템과 성능을 비교하였다.

Key Words : multi-carrier, code division multiple access, adaptive scheme, Rayleigh channels

ABSTRACT

We present power(in frequency domain) and rate adaptation(in time domain) schemes in multicarrier (MC) direct-sequence code-division multiple-access(DS/CDMA) communications. Utilizing channel state information from the receiver, the adaptation schemes allocate power the user's sub-band with the largest channel gain. In the time domain, the transmission data rate is adapted for a desired transmission quality. In the case of single-user channels, a closed-form expression is derived for an optimal time domain power adaptation that minimizes the average bit error rate(BER). Channel inversion power adaptation is found to provide nearly optimal performance in this case, as the number of sub-bands or available average transmission power increase. Analysis and simulation results show the BER performance of the proposed power and rate adaptations with fixed average transmission power significantly improves the performance over the power allocation in the frequency domain only. Also, we compare the performance of the proposed power and rate adaptation schemes in MC-DS/CDMA systems with that of power and rate adapted single carrier DS/CDMA systems with RAKE receiver.

* 서울 산업대학교 제어계측공학과(heejune@snut.ac.kr), ** 삼성전자 종합기술원(yhlee@ieee.org)
논문번호 : KICS2005-05-188, 접수일자 : 2005년 5월 9일

I. 서론

최근, 기존의 CDMA 통신방식에 다중 반송파 (multi-carrier, MC) 전송기법을 사용한 연구들이 다수 발표되었다[1]-[5]. MC-CDMA 방식은 기존의 단일 반송파 방식 (single carrier, SC)에 비하여 높은 데이터 전송률, 대역 이용 효율성 주파수 다양성 저속 병렬 신호 처리사용 가능성 간섭 배제 등의 장점을 얻을 수 있는 것이 확인되고 있다 지금까지 제안된 MC 방식들을 분류하면 크게 주파수 확산과 MC 방식의 결합한 방식과[2, 3] 시간 확산 방식과 MC 방식을 사용한 방식[4, 5]의 두 가지로 구분할 수 있다. 특히, Kondo 등[4]은 경로 다중성을 사용한 SC 방식과 주파수 다중성을 사용한 MC 방식의 비교 연구에서, 주파수 선택적 감쇄 채널에서는 두 방식이 대등한 BER(bit error rate) 특성을 보이지만 협대역 간섭이 있는 채널에서는 MC 방식이 월등히 좋은 성능을 보인다고 발표하였다

일반적으로 디지털 통신 시스템에서 송수신기에 채널의 현 상태에 대한 정보가 주어지면 송수신기는 이 정보를 이용하여 효과적인 방식으로 적응할 수 있다. 예를 들어, IS-95 CDMA 시스템 [6]은 채널상태에 따라 전력제어를 통하여 수신기에 필요한 BER를 만족하도록 적응제어를 수행한다 Abeta 등 [7]은 DS/CDMA 방식에서 전송률과 처리이득 (processing gain)을 적응적으로 사용하는 방식을 제안하였다. Kim 등[8, 9]은 DS/CDMA 시스템에서 적응적 데이터 속도와 전력제어를 사용한 시스템을 제안하고 분석하였다 Chen 등은[10] MC DS/CDMA 시스템에서 위타-필링 알고리즘을 사용한 부주파수 시퀀스 선택방안에 대하여 연구하였고 Kim [11]은 MC DS/CDMA에서 순방향 링크에서 적응적 부채널 할당 방안에 대하여 연구하였다 또한 Kim 등은 [24] 오류 정정 부호와 전력 제어의 결합 방식에 관해 연구하였고, Lee는 [25]에서 MC-CDMA에서의 시간-주파수 영역에서의 전력 제어 방식 연구하였다 그러나 대체적으로 과거의 연구들은 주로 통계적으로 정적인 채널환경을 고려하였고 시간 도메인에서 동적 전력 및 전송률 제어 방식에 대하여서는 충분히 연구되지 못하였다

본 논문은 MC DS/CDMA 통신 시스템에서 주파수 및 시간 공간에서 전력 및 전송률 제어방안에 대하여 분석하였다 연구하는 시스템은 송수신기 간의 신호기능을 통하여 얻은 현시점의 채널상태정보 (CSI: channel state information)을 사용하여 최대

의 채널이득을 갖는 반송파 대역으로 신호를 전송한다. 여기서 저자들은 고정된 평균 전송률 하에서 평균 BER을 최소화하는 전력제어 방식을 도출하였고, 이 경우에 부주파대역의 수가 충분히 크다고 가정하면, 채널 인버전 전력제어 방식이 최적의 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다 또한, MC DS/CDMA 방식에서 적응 전력과 적응 전송률 방식을 사용하여, 전송 품질, 즉, BER을 일정하게 유지하기 위한, 적응 전송률 제어 방식에 대하여 분석하였다. 적응 전송률 방식을 적응 전력방식에 접목하였을 때, 적응적 전력방식을 사용하는 시스템에 비하여 뚜렷한 성능의 향상이 얻을 수 있음을 보였다 또한 단일 반송파를 사용한 적응 전송률 SC-RAKE 시스템과 제안된 다중반송파 시스템과 성능을 비교 분석하였다 이러한 일련의 실험 결과들을 종합하면 MC DS/CDMA 시스템에서 주파수 도메인 적응 전력-시간 도메인 적응 전송률 방식이 기존의 다른 적응방식을 사용한 시스템들에 비하여 높은 성능을 보인다고 평가할 수 있다

II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하는 MC-DS/CDMA 통신시스템의 송수신단의 구조도를 보여준다 MC-DS/CDMA 통신시스템은 전체 사용대역을 겹치지 않는 M개의 동일한 대역폭의 부대역(subband)으로 나누어 사용한다 송신 정보는 각각 M개 확산수열로 변조되어, 각기 M 부주파수 공간에 전송된다 그림 1(a)는 입력 이산수열 $d_k(\cdot)$ 와 확산수열 $p_k(\cdot)$ 를 사용하는 사용자 k의 송신 시스템의 구조도이다 이때, 송신기는 평균전송전력 S_T 으로 m 번째 부대역에서 전송이득 $\alpha_{k,m}$ (단, $E[\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m}] = 1$)으로 전송한다. 즉, k는 m 번째 부대역에 $\alpha_{k,m}S_T$ 의 출력으로 송출한다 따라서 사용자 k의 전송신호는

$$x_k(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2\alpha_{k,m}S_T}d_k(t)p_k(t) \cdot \cos(2\pi f_m t + \theta_{k,m}) \tag{1}$$

으로 표현된다 여기서 f_m 은 m 번째 반송파 주파수이다.

본 논문에서는 채널 모델로써 주파수 선택적인 레일리 감쇄특성을 갖고 각 부주파수 안에서는 주

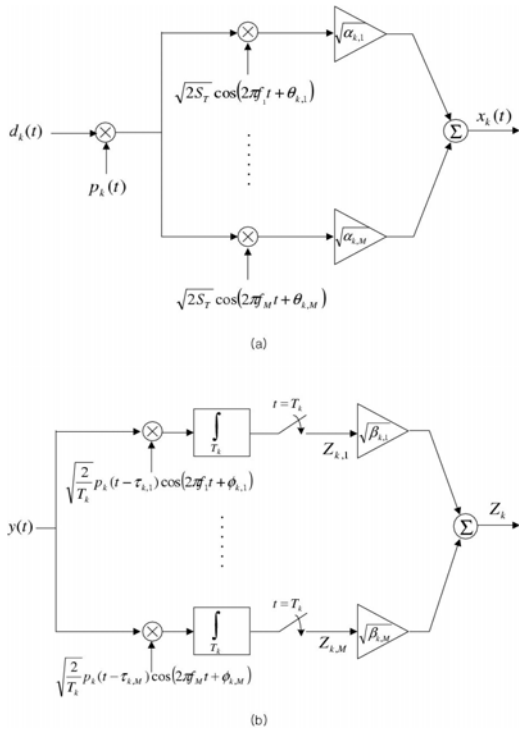


그림 1. 본 논문에서 고려하는 MC-CDMA 방식의 송수신기의 구조도 (a) 송신부 (b) 수신부

파수 비선택적이며 또한 각 부반송파 대역 상호간에는 채널 특성이 독립적인 채널을 가정한다 이러한 특성을 만족하는 채널은 부채널의 수 M 을 적절히 선택함으로써 가능하다고는 Kondo 등에 의하여 입증되어있다 [4]. 또한 다중 경로 감쇄에 의한 채널 특성은 단위 데이터 전송 구간에 비하여 충분히 느리게 변화한다고 가정한다 본 논문에서는 계산의 편의상, 공간의 제약으로 단위 셀 모델로 국한 하였으나, Gilhousen [6]의 외부 셀 간섭 계수 (out-of-cell interference coefficient) 이론을 사용하면 다중 셀에서의 결과로 확장할 수 있다

그러면 기지국에서 사용자 k 의 송신기(그림1(b))에서 수신되는 신호 $y(t)$ 는

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sqrt{2\alpha_{k,m} G_{k,m} S_T} \cdot \begin{aligned} & d_k(t - \tau_{k,m}) p_k(t - \tau_{k,m}) \\ & \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_{k,m}) + n(t) \end{aligned} \quad (2)$$

로 표현된다. 여기서 K 와 $\tau_{k,m}$ 는 단위 셀에 데이터를 전송중인 전체 사용자의 수와 사용자 k 의 m 번째 부대역의 송수신기간의 전달 지연시간을 $\phi_{k,m} =$

$\theta_{k,m} - 2\pi f_m \tau_{k,m}$ 은 위상 오프셋을 표시한다 이때, 확률 변수 $\tau_{k,m}$ 과 $\phi_{k,m}$ 은 서로 독립적이며 각기 단위 정보 전송 구간 $[0, T_i]$ 과 $[0, 2\pi]$ 범위에서 균일분포를 따른다고 가정하고 $G_{k,m}$ 은 사용자 k 의 m 번째 부채널의 전력이득을 나타내는 기하분포 확률변수로서, 확률밀도함수

$$P_{G_{k,m}}(g) = \frac{1}{\Omega_0} e^{-g/\Omega_0} \quad (3)$$

$$\Omega_0 = E[G_{k,m}] \quad (4)$$

을 따른다. 계산의 편의상 여기서부터는 $\Omega_0 = 1$ 로 사용하겠다 또한, 마지막항인 $n(t)$ 는 평균값 0, 전력밀도 $N_0/2$ 의 대칭 백색 가우시안 잡음이다

동조 검파기를 사용할 때 얻어지는 사용자 i 의 m 번째 부대역의 검파값 $Z_{i,m}$ 은

$$Z_{i,m} = \sqrt{\frac{2}{T_i}} \int_{\tau_{i,m}}^{T_i + \tau_{i,m}} y(t) p_i(t - \tau_{i,m}) \cdot \cos(2\pi f_m t + \phi_{i,m}) dt \quad (5)$$

$$= \sqrt{\alpha_{i,m} G_{i,m} S_T T_i} d_i + I_{MAI} + \eta$$

로 구할 수 있다 여기서 T_i 는 비트 주기이고 입력 데이터 d_i 는 모든 사용자에게 대하여 +1과 -1값을 1/2의 확률로 갖는다고 가정한다 식(5)에서 첫 번째 항은 수신하고자하는 신호이고 두 번째 항 I_{MAI} 은 다른 $K-1$ 사용자의 접근에 의한 간섭을 η 는 평균 0, 분산 $N_0/2$ 의 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 특히, I_{MAI} 은

$$E[I_{MAI}^2] = \sum_{k=1, k \neq i}^K \alpha_{k,m} G_{k,m} S_T T_c / 3 \quad (6)$$

로 표현할 수 있다 여기서 T_c 는 확산순역의 단위 주기이다

수신신호의 결합 단계에서 사용자 i 의 m 번째 채널의 상관기는 동조 검파되고 출력은 수신전력이득 $\sqrt{\beta_{i,m}}$ 로 곱하여진다 본 논문에서는 이 수신 전력이득 계수값으로 수신단에서 다중성 결합의 최적 형태인 것으로 증명[12]된 $\beta_{i,m} = \alpha_{i,m} G_{i,m}$ 를 사용한다. 최종적으로 사용자 i 에 대한 수신단에서의 측정값은 $Z_i = \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_{i,m} G_{i,m}} Z_{i,m}$ 으로 표현되고, 이때 신호대잡음비 E_b/N_e 는 식(7)로 구해진다

$$E_b/N_e = \frac{S_T T_i \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} G_{i,m} \right)}{\sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} G_{i,m} \left(\sum_{k=1, k \neq i}^K 2\alpha_{k,m} G_{k,m} S_T T_c / 3 + N_0 \right)} \quad (7)$$

$$\frac{E_b}{N_e} = \frac{S_T T G_i^{(1)}}{\sum_{k=1}^{K_I} 2S_T T_c G_k^{(1)} / 3 + N_0} \quad (12)$$

III. 임계 시간 준위를 사용한 트래픽 변수 선정 방법

3.1 선택적 다중 반송자 전송 방식(Multicarrier Selective Transmission Scheme: MC-ST)

첫번째 적용방식으로, 가장 채널이득이 큰 한 부반송과 채널에만 전송을 하고, 나머지 채널에는 전송을 하지 않는 선택적 다중 반송자 전송방식에 대하여 살펴보겠다. 이 경우 전송이득 $\{\alpha_{i,m}\}$ 은

$$\alpha_{i,m} = \begin{cases} 1 & \text{if } G_{i,m} = G^{(1)} \\ 0 & \text{o.w.} \end{cases} \quad (8)$$

로 주어진다. 여기서 선택되는 채널은 가장 채널이득이 큰 값, 즉,

$$G_i^{(1)} \equiv \max(G_{i,1}, G_{i,2}, \dots, G_{i,M}) \quad (9)$$

이다.

이 절에서는 모든 사용자의 데이터 전송율은 $1/T$, 즉, $T_i = T$ 로 고정되었다고 가정한다. 이 경우 단일 사용자 채널을 가정하면 MC-ST 방식이 최적의 전력 할당 방식인 것은 다음과 같이 증명할 수 있다. 우선, 식(7)로부터 단일 사용자 채널의 경우 신호대 잡음비 E_b/N_e 는

$$\frac{E_b}{N_e} |_{K=1} = \frac{S_T T \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} G_{i,m}}{N_0} \quad (10)$$

$$\leq \frac{S_T T \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} G_i^{(1)}}{N_0} \quad (11)$$

로 주어진다. 이때, 식 (8)을 대입하면 식(11)의 등호를 만족하므로 최적의 할당방식이다.

참고로, 본 절에서 고려되는 식(8)은 주파수 도메인에서만의 적용적 전력 할당을 고려하고, 시간 도메인에서의 전력과 전송을 제어는 다음 3.4절에서 다룬다.

여기서, 식(7)에 식(8)을 대입하게 되면, MC-ST 방식에서의 신호대 잡음비 E_b/N_e 는

로 정리할 수 있다. 여기서 K_I 는 사용자 i 와 동일한 부대역에 전송을 하고 있는 간섭 사용자의 수로 K_I 가 n 일 이산 확률 분포 식은

$$\Pr(K_I = n) = \binom{K-1}{n} p^n (1-p)^{K-1-n}, \quad n = 0, 1, \dots, K-1 \quad (13)$$

로 구해진다. 여기서 p 는 다른 사용자가 사용자 i 와 같은 부반송과 채널을 사용하게 될 확률이다. 각 사용자가 데이터 전송이 비동기적인 경우에 확률 p 는

$$\begin{aligned} p &= \Pr(\text{부분간섭}) + \Pr(\text{완전간섭}) \\ &= \frac{1}{M} (1 - \Lambda(M)) \cdot 2 + \frac{1}{M} \Lambda(M) \\ &= \frac{1}{M} (2 - \Lambda(M)) \end{aligned} \quad (14)$$

로 주어진다. 이때 $\Lambda(M)$ 은 두개의 연속적인 데이터 비트가 같은 부채널로 전송되는 경우의 확률로 유도과정은 부록에 정리하였다.

MC-ST방식의 성능을 다중 사용자환경에서 분석하기 위하여, 식(12)의 다중사용자 간섭항인 $\sum_{k=1}^{K_I} 2S_T T_c G_k^{(1)} / 3$ 를 K_I 에 대하여 평균값으로 근사화한다. 이 근사식은 대수의 법칙(weak law of large numbers)에 의하여, 사용자의 수가 큰 경우에 잘 맞게 되는데, 실제 시스템의 적용범위에 해당하는 수치에서 이 근사식이 잘 일치하는 것을 재장에서 확률 시뮬레이션(Monte Carlo simulation)에 의하여 검증 하였다.

$G_k^{(1)}$ 의 확률 분포는 참고문헌[13]에 따라

$$P_{G^{(1)}}(g) = M e^{-g} (1 - e^{-g})^{M-1} \quad (15)$$

로 주어진다. 따라서 Jakes의 결과 [4, p. 316, eq. (5.2-8)]을 사용하면

$$E[G_k^{(1)}] = \sum_{m=1}^M \frac{1}{m} \quad (16)$$

를 얻게된다. 이때, 각 다른 사용자의 간섭을 평균치로 근사화하면 결국

$$\frac{E_b}{N_e} = \nu G_i^{(1)} \quad (17)$$

를 얻게 되는데, 여기서

$$\nu \equiv \left[\frac{2K_I \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)}{3N} + \frac{N_0}{S_T T} \right]^{-1} \quad (18)$$

이다. N 은 확산이득으로

$$N \equiv T/T_c \quad (19)$$

로 표현된다. Lee의 결과 [15 p. 993, eq. (9B.4)]를 사용하면 MC-ST 방식에서의 평균 BER은 식 (20)으로 근사화된 결과를 얻을 수 있다

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \sum_{K_I=1}^{K-1} \left[\binom{K-1}{K_I} p^{K_I} (1-p)^{K-1-K_I} \int_0^\infty Q(\sqrt{2\nu g}) P_{G_i^{(1)}}(g) dg \right] \\ &= \frac{M}{2} \sum_{K_I=1}^{K-1} \left[\binom{K-1}{K_I} p^{K_I} (1-p)^{K-1-K_I} \sum_{m=0}^{M-1} \left[\binom{M-1}{m} \frac{(-1)^m}{m+1} \left(1 - \sqrt{\frac{\nu}{\nu+m+1}} \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (20)$$

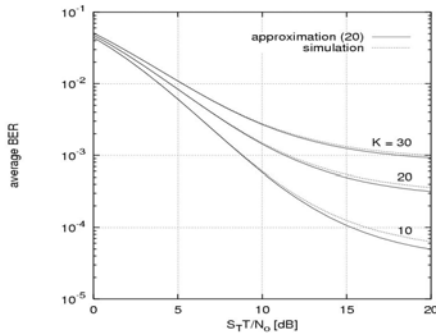


그림 2. MC-ST 적응 방식에서의 $S_T T/N_0$ 변화에 따른 평균 BER; $N = 64, M = 4, f_d T = 10^{-2}$

그림 2는 이렇게 얻은 평균 BER을 $S_T T/N_0$ 의 변화에 따라 계산한 것이다. 시뮬레이션 결과와 비교하였을 때 K 가 증가하면 그 정확도가 증가하여 10 이상이면 오차 범위가 $S_T T/N_0$ 에 상관없이 오차 범위가 5% 미만인 것을 확인할 수 있다

3.2 MC-ST방식의 최적 전력 적응 기법

본 절에서는 3.1절의 결과를 확장하여 최적의 시간 도메인 적응 전력 기법에 대하여 살펴보겠다. 즉, 전송 계수

$$\begin{cases} \alpha_{i,m} = \alpha, & \text{if } G_{i,m} = G_i^{(1)} \\ \alpha_{i,m} = 0, & \text{o.w.} \end{cases} \quad (21)$$

를 사용하는 경우에 주어진 평균 전송 전력 제한

$$E \left[\sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} \right] = \int_0^\infty \alpha P_{G_i^{(1)}}(g) dg = 1. \quad (22)$$

을 만족하면서, 평균 BER

$$\bar{P}_b = \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{2S_T T}{N_0} \alpha g} \right) P_{G_i^{(1)}}(g) dg \quad (23)$$

를 최소화할 수 있는 α 를 구하는 것이 목적이다. 변분법(Calculus of variations) [16]의 라그랑지 곱셈기 λ 사용하여 최적 α 를 만족하는 보조식

$$\alpha e^{2\alpha G_i^{(1)} S_T T/N_0} = 2\lambda G_i^{(1)} S_T T/N_0 \quad (24)$$

을 만들어 낼 수 있다. 이 변분식의 해는 참고 문헌 [17]에 따라

$$\alpha = \frac{W(\lambda (2G_i^{(1)} S_T T/N_0)^2)}{2G_i^{(1)} S_T T/N_0} \quad (25)$$

로 구할 수 있다. 여기서 $W(\cdot)$ 는 식

$$W(z) e^{W(z)} = z \quad (26)$$

를 만족하는 Lambert W 함수 [18]이다.

상수 λ 는

$$\begin{aligned} E[\alpha] &= \frac{MN_0}{2S_T T} \int_0^\infty \frac{1}{g} W \left(\lambda \left(\frac{2g S_T T}{N_0} \right) \right) \\ &\quad \cdot e^{-g} (1 - e^{-g})^{M-1} dg \\ &= 1 \end{aligned} \quad (27)$$

의 평균 전송 전력 제약조건을 만족해야 한다

그림 3과 그림 4는 각각 $M=1$ 과 $M=4$ 인 경우 식 (25)의 최적의 α 를 구한 것이다. 주목할 점은 최적의 α 값이 부 채널의 수 또는 평균 전송 전력 S_T 이 큰 경우에 있어서, 채널 이득에 역비례 한다는 점이다. 이 결과는 일정치 이상의 M 또는 $S_T T/N_0$ 에서 채널역수 전력 적응방식이 좋은 성능을 보장한다는 것을 의미한다. 이 결과를 바탕으로

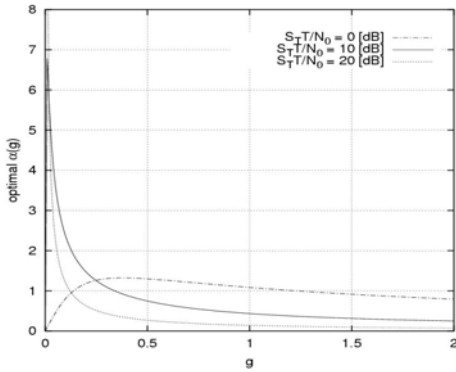


그림 3. $M = 1, K = 1$ 에서 채널이득 g 에 따른 최적 전송이득 α

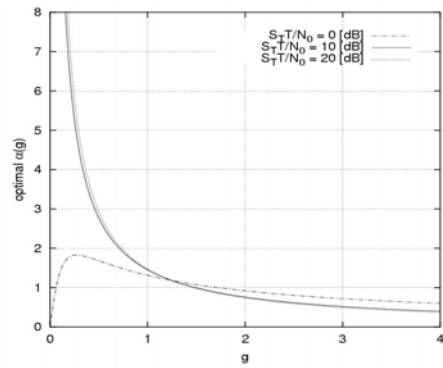


그림 4. $M = 4, K = 1$ 에서 채널이득 g 에 따른 최적 전송이득 α

다음 절에서는 다중 사용자환경에서 시간 영역 전력 적응을 위한 채널 역수 방법에 대

하여 살펴보겠다

3.3 MC-ST 방식에서 채널 역수

MC-ST방식에 채널 역수 적응 전력 방식을 적용함에 있어서, 송신기는 채널 상태를 바탕으로 수신단의 전력을 수신 전력의 고정값 G_R 을 유지하도록 조절한다. 즉, 전송이득은

$$\begin{cases} \alpha_{i,m} = G_R/G_i^{(1)}, & \text{if } G_{i,m} = G_i^{(1)} \\ \alpha_{i,m} = 0, & \text{o.w.} \end{cases} \quad (28)$$

로 표현된다.

이때, 평균 전력 제약 $E\left[\sum_{m=1}^M \alpha_{i,m}\right] = 1$ 과 참고 문헌 [19 p. 326, eq. (3.411.19)]을 사용하면 G_R 은

$$\begin{aligned} G_R &= \left[M \int_0^\infty \frac{1}{g} e^{-g} (1 - e^{-g})^{M-1} dg \right]^{-1} \\ &= 0, \quad (M=1) \\ &= \left[M \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{M+k} \binom{M-1}{k} \ln(M-k) \right]^{-1}, \\ &\quad (M \geq 2) \end{aligned} \quad (29)$$

로 구할 수 있다 따라서 식 (7), (28), (29)를 사용하여 정리하면 신호 대 잡음비 E_b/N_e 는

$$\frac{E_b}{N_e} = \frac{S_T T G_R}{2 S_T T_c G_R K_I / 3 + N_0} \quad (30)$$

으로 구해질 수 있다 이때 다중사용자 환경에서는

다른 사용자들의 간섭의 영향으로 식(30)의 E_b/N_e 가 상수 값이 아니다 따라서, 이때 평균 BER을 구하면

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \sum_{K_I=0}^{K-1} \left[\binom{K-1}{K_I} p^{K_I} (1-p)^{K-1-K_I} \right. \\ &\quad \left. Q \left[\left(\frac{K_I}{3N} + \frac{N_0}{2S_T T G_R} \right)^{-1/2} \right] \right] \end{aligned} \quad (31)$$

로 얻을 수 있다

3.4 Rate Adaptation in MC-ST Scheme

마지막으로 MC-ST방식에서 적응 전송률 방식을 사용하는 경우를 살펴보겠다 이 때, 전송 전력은 식 (8)에서 주어진 값을 사용하면서 전송하는 데이터 속도를 조절하여 수신단의 수신 신호 대 잡음비 E_b/N_e 가 원하는 BER을 만족하도록 하게 된다 즉, 주파수 영역과 시간 영역의 적응 전력 방식을 동시에 사용하게 된다 식 (7)과 (8)로부터, 목표하는 신호 대 잡음비 $(E_b/N_e)_o$ 를 얻기 위한 전송률은

$$\begin{aligned} R_i &\equiv 1/T_i \\ &= \frac{1}{(E_b/N_e)_o} \\ &\cdot \frac{G_i^{(1)}}{\sum_{k=1}^{K_I} 2 G_k^{(1)} T_c / 3 + N_0 / S_T} \end{aligned} \quad (32)$$

로 주어진다 이때 평균 전송률 \bar{R}_i 은

$$\bar{R}_i = \frac{3 \sum_{m=1}^M \frac{1}{m}}{2 T_c (E_b/N_e)_o} \cdot E \left[\frac{1}{I} \right] \quad (33)$$

로 구해진다 여기서

$$I \equiv \sum_{k=1}^{K_I} G_k^{(1)} + \frac{3N_0}{2S_T T_c} \quad (34)$$

모든 확률변수 $G_k^{(1)}$ 들이 독립적이고 동일 분포 (i.i.d.)를 갖는다고 가정했으므로

$$\begin{aligned} E\frac{1}{I} &= \int_a^\infty \frac{1}{x} P_I(x) dx \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_a^\infty \frac{1}{x} \\ &\int_{-\infty}^\infty \varphi^n(\omega) e^{-j\omega(x-a)} d\omega dx \end{aligned} \quad (35)$$

이 된다. 여기서

$$a \equiv \frac{3N_0}{2S_T T_c} \quad (36)$$

이고, $P_I(x)$ 는 확률 변수 I 의 확률 분포 함수 $\varphi(\omega)$ 는 확률 변수 $G_k^{(1)}$ 의 특성 함수로

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \int_0^\infty P_{G_k^{(1)}}(x) e^{j\omega x} dx \\ &= M \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{k-M+1} \\ &\cdot \binom{M-1}{k} \frac{1}{(M-k-j\omega)} \end{aligned} \quad (37)$$

로 주어진다

식 (13), (33), (35)을 정리하면

$$\begin{aligned} \overline{R_i} &= \frac{3 \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)}{4\pi T_c (E_b/N_e)_o} \\ &\cdot \sum_{K_I=0}^{K-1} \left[\binom{K-1}{K_I} p^{K_I} (1-p)^{K-1-K_I} \right. \\ &\cdot \left. \int_a^\infty \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{x} \varphi^{K_I}(\omega) e^{-j\omega(x-a)} d\omega dx \right] \end{aligned} \quad (38)$$

이 된다. 식(33)의 $1/I$ 는 아래로 블록한 함수이므로, 하한치 $\overline{R_i}$ 은 Jensen 부등식[20]에 의하여

$$\begin{aligned} \overline{R_i} &\geq \frac{3 \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)}{2T_c (E_b/N_e)_o} \cdot \frac{1}{E[I]} \\ &= \frac{1}{(E_b/N_e)} \end{aligned} \quad (39)$$

로 얻어진다 식 (39)의 하한치를 $1/T$ 로 정하면 $(E_b/N_e)_o$ 의 하한치는

$$\left(\frac{E_b}{N_e} \right)_o \geq \left[\frac{2p(K-1)}{3N} + \frac{N_0}{S_T T \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)} \right]^{-1} \quad (40)$$

으로, 평균 BER 의 상한치는

$$\overline{P_b} \leq Q \left[\frac{p(K-1)}{3N} + \frac{N_0}{2S_T T \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)} \right] \quad (41)$$

로 구할 수 있다

IV. 수치결과

앞 장에서 다룬 MC DS/CDMA 전력과 전송을 적용방식의 성능을, Rake 수신방식을 사용하고 전력과 전송률을 제어하는 SC DS/CDMA과 비교해 보겠다. 우선 비교의 공평성을 위하여 다음과 같이 가정 하였다

- SC 시스템과 MC 시스템은 동일한 전체 대역 폭을 사용한다 즉, $T_c^{sc} = T_o/M$ 이다. 여기서 T_c^{sc} 는 SC-RAKE 시스템의 확산 순역의 비트 주기이다
- SC 시스템의 분해 가능한 경로 L은 MC 시스템의 반송파 수 M과 같다.
- SC 시스템에서 경로 l에 대한 사용자 k의 채널이득 $G_{k,l}^{sc}$ 는 i.i.d. 기하급수 분포를 따른다 즉, SC-RAKE상에서 상수 다중 경로 강도 특성(multipath intensity profile: MIP)을 가정하였다.

이때 SC 방식의 계산 결과는 Kim 등[8]의 분석 결과를 사용하였다 Kim등은 이 참고문헌에서 SC

DS/CDMA 시스템에서 원하는 BER을 만족하는 평균 전송율 \overline{R}_i 을 전력과 전송율 적응 방식에서 분석하였다. 본 연구에서는 $\overline{R}_i = 1/T$ 로 정하면 평균 BER 성능을 구할 수 있다

그림 5는 MC-ST방식의 결합기에서 채널이득의 분포를 보여준다 비교를 위하여 SC-RAKE의 결합 채널 이득을 같이 도시하였다. SC 시스템에서, MRC (maximum rake combiner)이 RAKE 수신기의 상관기의 출력을 결합할 때 사용되었다 즉

$$G_i^{sc} \equiv \sum_{l=1}^L G_{i,l}^{sc} \quad (42)$$

여기서 G_i^{sc} 는 사용자 i 에 대한 SC-RAKE 시스템의 MRC 이후의 통합 채널 이득이다. 공평한 비교를 위하여 이 값은 $E[G_i^{sc}] = 1$ 로 정규화 한다. 여기서 DS 신호가 가장 채널이득이 큰 하나의 부대역을 통하여만 전송되기 때문에 MC-ST 방식에서의 MRC는 수신단에서 선택적 결합에 해당한다고 볼 수 있다. SC-RAKE 방식에서 심한 페이딩의 확률은 분해 가능한 경로 L 가 증가할 때 줄어든다는 것과 결합 채널 이득의 변동은 L 이 커짐에 따라 줄어든다는 것을 확인할 수 있다 L 이 무한대에 갈 때, SC-RAKE 방식의 확률분포는 임펄스에 접근 즉 페이딩이 없어짐, 하는 것을 알 수 있다 MC-ST 방식에서 심한 페이딩의 확률은 또한 M 값이 증가하면 줄어들지만 그 분산치는 M 의 증가에 줄어들지 않는다. 또한, 채널이득 $G_i^{(1)}$ 의 평균치는 M 이 증가함에 따라 증가하지만 SC-RAKE에서 G_i^{sc} 의 평균치는 L 에 무관하다

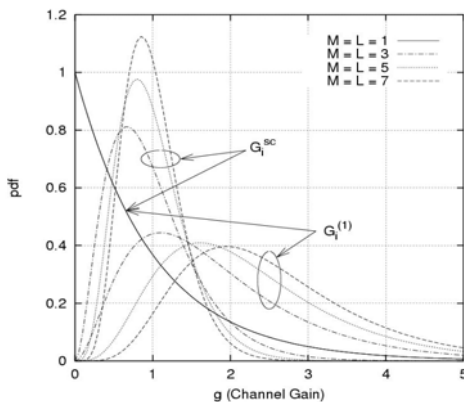


그림 5. MC-ST와 SC-RAKE에 대한 확률 분포 함수 비교

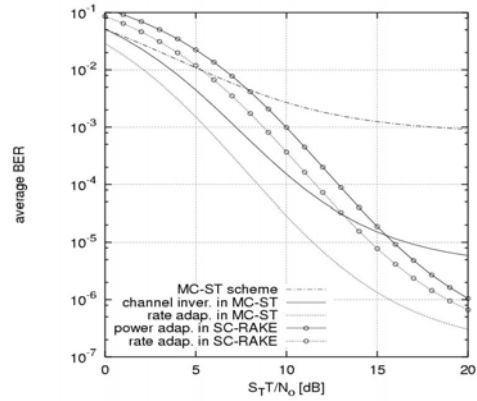


그림 6. $S_T T/N_0$ 변화에 따른 방식에 따른 평균 BER 비교: $K = 30, N = 64, M = L = 4, f_d T = 10^{-2}$

그림 6은 $M(=L) = 4$ 에서 $S_T T/N_0$ 의 변화에 따른 평균 BER을 도시한 것이다. MC 방식의 경우에, 시간적으로 채널 역수 방식과 적응 전송률 방식을 동시에 사용하는 경우가 그렇지 않은 주파수 선택적인 MC-ST방식에 비하여 월등한 성능 이득이 있음을 확인할 수 있다 또한 적응 전송률 방식은 MC-ST과 SC-RAKE방식 모두에서 낮은 BER을 보임을 확인할 수 있다 이것은 심한 페이딩이 생기는 경우에 있어서, 적응 전송률 방식은 큰 전송 전력을 사용하는 대신 낮은 전송률을 사용하여 심각한 페이딩이 있을 때 전력을 비축하고 좋은 채널환경에서 전송률을 높이기 때문이다. 응용 서비스와 결합하여 생각하면, 이러한 전송율의 변동은 응용 서비스 측면에서는 지연에 덜 민감한 파일전송이나 이메일 등에는 효과적인 수가 있고 반대로 음성 등 실시간 응용에는 사용이 제한적일 수 있다 또한 MC-ST 방식에서 $S_T T/N_0$ 이 증가함에 따라, 평균 BER은 급격히 감소하는 것을 볼 수 있다 이것은 간섭하는 사용자의 수가 증가하게 되면 채널 역수 방식을 사용한 MC-ST방식에서 경우는 SC-RAKE방식과는 달리 변한다는 것을 확인할 수 있다 사용자 평균 BER은 $S_T T/N_0$ 가 큰 즉 상호간섭이 주도하는 범위에서는 크게 감소하는 것을 볼 수 있는데 이것은 Q 함수를 전체 K_I 범위에 대하여 평균하여 구하기 때문이다.

그림 7은 $S_T T/N_0 = 20$ [dB]인 경우에 있어 $M(=L)$ 의 변화에 따른 평균 BER을 보여준다 그림 6과 그림 7은 MC-ST에서 적응 전송률 방식이 M 과 $S_T T/N_0$ 값에 상관없이 다른 방식에 비하여 월등한 BER 성능을 보임을 나타내고 있다 이것은

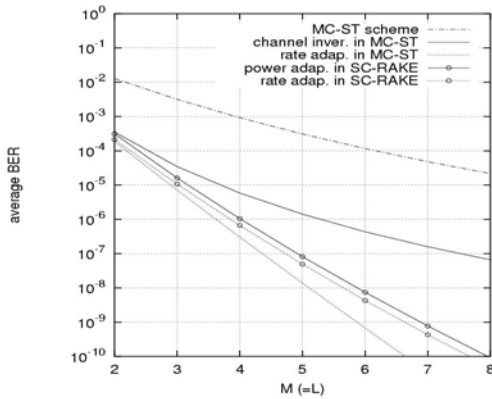


그림 7. $M=L$ 변화에 따른 방식에 따른 평균 BER 비교
 $S_T T/N_0 = 20\text{dB}$, $K = 30$, $N = 64$, $f_d T = 10^{-2}$

MC-ST에서 적응 전송을 방식이 전송 전력을 증가시키는 대신 전송률을 조정하여 수신 단에서 목표 BER를 만족시키기 때문이다. 한편, 식 (33)과 참고 문헌 [8, eq. (15)]에서 볼 수 있듯이, 가능한 평균 전송률이 이 평균값에 직접적으로 연결되기 때문에 결합 채널 이득의 평균치는 적응 전송률 방식의 성능에 큰 영향을 주는 것을 알 수 있다. 따라서 M 값이 커짐에 따라 결합 채널 이득의 평균치가 상대적으로 매우 큰 MC-ST 방식이 SC-RAKE 방식에, 동일한 주파수 밴드에서 적응 전송률이 사용되었을 때 보다 효과적인 특성을 나타내는 것이다.

V. 결론

본 논문에서는 MC-DS/CDMA 통신 방식에서 각 부 주파수의 전송 전력과 전송률의 적응적 방식에 대하여 분석하였다. 주파수 도메인에서의 전력 적응

에 있어서, 가장 채널 이득이 큰 하나의 부대역에만 데이터를 전송하는 방식을 사용하였다. 단일 사용자의 경우에 있어서 시간 도메인에서 최적의 전력 할당 방식을 유도하였고, 다중사용자 방식에서는 부대역의 수가 증가함에 따라 채널 역수 방식이 최적의 성능에 접근한다는 것을 보였다. 또한 시간 도메인에서는 수신 단에서 기대하는 성능이 만족 되도록 하는 적응 전송 방식을 적용하였다. 그 결과 시간 도메인에서의 적응적 전력방식과 적응 전송률 방식이 단순히 주파수 영역에서 적응 전력방식을 사용하는 것에 비하여 월등한 성능을 보임을 확인하였다. 또한 MC DS/CDMA 시스템에서 이 적응 전력-전송을 방식을 SC-RAKE 방식에서 적응 전력-전송률 방식을 사용한 경우와 비교 하였다. MC-ST방식에서 사용된 적응 전송률 방식이 기존의 다른 어떤 방식에 비하여 좋은 성능을 보임을 확인하였다.

A. 부록

편의상, 시점 t 에서 $G_{k,1}(t) = \max(G_{k,1}(t), G_{k,2}(t), \dots, G_{k,M}(t)) (= G^{(1)_k}(t))$ 라고 정의하면 $\Lambda(M)$ 는 하기의 식(43)이된다. 여기서 $f(\cdot, \cdot)$ 는 $G_{k,m}(t)$ 과 $G_{k,m}(t+T)$ 의 결합 확률 분포이고, 참고문헌 [21, p. 469] 에 따라

$$f(x, y) = \frac{1}{(1-\rho)} I_0(2\sqrt{\rho xy}1-\rho) e^{-\frac{(x+y)}{(1-\rho)}} \quad (44)$$

로 주어진다. 여기서 $I_0(\cdot)$ 는 일종 0차 변형 Bessel 함수이고, ρ 는 $G_{k,m}(t)$ 과 $G_{k,m}(t+T)$ 의 상관 계수로 데이터 주기 T , 움직임 속도 v , 그리

$$\begin{aligned} \Lambda(M) &= \frac{\Pr\{G_{k,1}(t+T) = G_k^{(1)}(t+T) | G_{k,1}(t) = G_k^{(1)}(t)\}}{\Pr\{G_{k,1}(t+T) = G_k^{(1)}(t+T) | G_{k,1}(t) = G_k^{(1)}(t)\}} \\ &= \frac{\Pr\{G_{k,1}(t) = G_k^{(1)}(t)\}}{\Pr\{G_{k,1}(t) = G_k^{(1)}(t)\}} \\ &= M \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr\{(G_{k,1}(t+T) = G_k^{(1)}(t+T)) (G_{k,1}(t) = G_k^{(1)}(t)) | G_{k,1}(t) = x, G_{k,1}(t+T) = y\} f(x, y) dx dy \\ \Lambda(M) &= M \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr[(G_{k,2}(t) < x, G_{k,2}(t+T) < y) (G_{k,3}(t) < x, G_{k,3}(t+T) < y) \dots (G_{k,M}(t) < x, G_{k,M}(t+T) < y)] f(x, y) dx dy \\ &= M \int_0^\infty \int_0^\infty \left[\prod_{m=2}^M \Pr\{G_{k,m}(t) < x, G_{k,m}(t+T) < y\} \right] f(x, y) dx dy \\ &= M \int_0^\infty \int_0^\infty F^{M-1}(x, y) f(x, y) dx dy \end{aligned} \quad (45)$$

고 캐리어의 파장 λ 의 함수인 $\rho = J_0^2(2\pi f_d T)$ 로 표현할 수 있다 여기서 $J_0(\cdot)$ 은 일종 0차 Bessel 함수이고, $f_d = v/\lambda$ 는 최대 도플러 주파수 변이이다 [14]. 그러면 식 (43)은 식 (45)으로 정리할 수 있다. 여기서 $F(\cdot, \cdot)$ 는 $G_{k,m}(t)$ 와 $G_{k,m}(t+T)$ 의 결합 누적 분포 함수로 참고 문헌 [21, p. 470]에

$$F(x, y) = 1 - e^{-x} Q\left(\sqrt{\frac{2y}{1-\rho}}, \sqrt{\frac{2\rho x}{1-\rho}}\right) - e^{-y} 1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho y}{1-\rho}}, \sqrt{\frac{2x}{1-\rho}}\right) \quad (46)$$

로 주어진다

다시 여기서 $Q(a, b)$ 는 일차 Marcum Q 함수

$$Q(a, b) \equiv \int_b^\infty e^{-(a^2+t^2)/2} I_0(at) t dt \quad (47)$$

이다. 특히, 식 (14)에서 $\Lambda(M) \rightarrow \frac{1}{M}$ 이므로 $\rho \rightarrow 0$ 일때 확률 $p \rightarrow \frac{1}{M} (2 - \frac{1}{M})$, 즉 비기억성 호핑 (memoryless hopping)임을 확인할 수 있다 [22,23].

참 고 문 헌

[1] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., pp. 126-133, Dec. 1997.

[2] N. Yee, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, "Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks," in Proc. IEEE PIMRC, pp. D1.3.1- D1.3.5, Sep. 1993.

[3] K. Fazel and L. Papke, "On the performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system," in Proc. IEEE PIMRC, pp. D3.2.1-D3.2.5, Sep. 1993.

[4] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 238-246, Feb. 1996.

[5] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 356-367, Mar. 1996.

[6] K. S. Gilhousen et al., "On the capacity of a cellular CDMA system," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, pp. 303-312, May 1991.

[7] S. Abeta, S. Sampei, and N. Morinaga, "Channel activation with adaptive coding rate and processing gain control for cellular DS/CDMA systems," in Proc. IEEE VTC, pp. 1115-1119, May 1996.

[8] S. W. Kim, "Adaptive rate and power DS/CDMA communications in fading channels," IEEE Commun. Lett., pp. 85-87, Apr. 1999.

[9] S. W. Kim and Y. H. Lee, "Combined rate and power adaptation in DS/CDMA communications over Nakagami fading channels," IEEE Trans. Commun., pp. 162-168, Jan. 2000.

[10] Q. Chen, E. S. Sousa, and S. Pasupathy, "Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio systems," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 14, pp. 1852-1858, Dec. 1996.

[11] Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon, and S. R. Park, "A multicarrier CDMA system with adaptive subchannel allocation for forward links," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 48, pp. 1428-1436, Sep. 1999.

[12] D. G. Brennan, "Linear diversity combining technique," Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075-1102, June 1959.

[13] H. A. David, Order Statistics. John Wiley and Sons, 2nd ed., 1981.

[14] W. C. Jakes, Jr., Microwave Mobile Communications. John Wiley and Sons, 1974.

[15] J. S. Lee and L. E. Miller, CDMA Systems Engineering Handbook. Artech House, 1998.

[16] R. Courant and D. Hilbert, Methods of Mathematical Physics. Vol. I, Interscience Publishers, Inc., 1953.

[17] Y. H. Lee, Power and rate adaptation in CDMA communications. PhD thesis, Inform. Transmission Lab., Korea Adv. Inst. Science and Technol. (KAIST), Daejeon, Korea, Feb. 2000.

[18] R. M. Corless, G. H. Gonnet, D. E. G. Hare, D. J. Jeey, and D. E. Knuth, "On the Lambert W function," Adv. Computat. Math., vol. 5, pp. 329-359, 1996.

[19] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series and Products. Academic Press, corrected and enlarged ed., 1980.

[20] W. Feller, An Introduction to Probability Theory and Its Applications. Vol. II, John Wiley and Sons, 2nd ed., 1971.

[21] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, Communication Systems and Techniques. New-York: McGraw-Hill, 1966.

[22] 김원섭, 박진수, "다중경로 페이딩 채널에서 Hybrid SC/MRC 기법이 적용된 MC/DS CDMA 시스템의 성능분석" 한국통신학회 논문지 제27권, 7A호 한국통신학회, 2004.

[23] E. A. Geraniotis and M. B. Pursley, "Error probabilities for slow frequency-hopped spread-spectrum multiple-access communications over fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 31, pp. 996-1009, May 1982.

[24] J. D. Kim, S. W. Kim, and Y. G. Kim, "Combined power control and error-control coding in multicarrier DS-CDMA systems," IEEE Trans. Commun., vol. 52, pp. 1282-1287, Aug. 2004.

[25] Y. H. Lee and Y. Bar-Ness, "Transmission power adaptations in MC-CDMA communications over Rayleigh fading channels," in Proc. IEEE WCNC, pp. 1589-1594, March 2004.

안 희 준 (Heejune Ahn)

정회원



1995년 3월~2000년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

2000년 2월~2002년 8월 (주) LG 전자 차세대단말연구소 선임 연구원

2002년 9월~2004년 12월 (주)

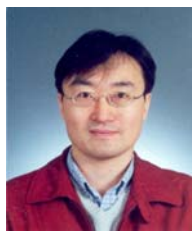
Tmax Soft 기술연구소, J2EE WAS개발 팀장(책임 연구원)

2004년 2월~현재 서울산업대학교 제어계측공학과(전 임강사)

<관심분야> 통신 소프트웨어 구현 멀티미디어 인터넷 통신, 임베디드 시스템 응용

이 예 훈 (Ye Hoon Lee)

정회원



1992년~2000년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1994년~1997년 한국전자통신 연구소 위촉연구원

2000년~2001년 LG전자 차세대 단말 연구소 선임연구원

2001년~2002년 미국 뉴저지 공

과대학 (NJIST) 박사 후 과정

2003년~현재 삼성전자 종합기술원 책임 연구원

<관심분야> 차세대 이동통신, 통신 이론 및 설계