

다중 반송파 부호분할 다중접속 통신에서의 주파수 효율 향상을 위한 효율적인 전력 및 전송률 적응화 기법

이 예 훈*, 김 동 호^o

Efficient Power and Rate Adaptation Strategy for Improved Spectral Efficiency in Multi-Carrier DS-CDMA Communications

Ye Hoon Lee*, Dong Ho Kim^o

요 약

다중 반송파를 사용하는 직접 대역확산 부호분할 다중접속 통신시스템에서 주파수 효율 향상을 위한 전송 전력 및 전송률 적응화 시스템을 제안하고 그 성능을 분석하였다. 본 논문에서는 수신단에서 이상적인 채널상태 정보를 알고 있다는 가정 하에, 주파수 영역에서는 각 사용자의 부채널 중에서 가장 채널상태가 좋은 한 대역을 선택하여 전력을 할당하고 시간 영역에서는 목표 수신 품질을 만족하도록 전송률을 결합 조정하는 것을 제안하였다. 수학적 분석을 통하여 평균 전송 전력이 고정되어 있을 때 제안한 방식의 평균 데이터 전송률을 구하고 전력 혹은 전송률 적응화가 적용된 단일 반송파 부호분할 다중접속 통신시스템과 그 성능을 비교하였다.

Key Words : multi-carrier, code division multiple access, adaptation, spectral efficiency, power and rate

ABSTRACT

We propose an efficient frequency-time domain resource allocation scheme in multi-carrier (MC) direct-sequence code-division multiple-access (DS/CDMA) communications. We consider, as a power allocation strategy in the frequency domain, transmitting each user's DS waveforms over the user's sub-band with the largest channel gain. We then consider rate adaptation in the time domain, where the data rate is adapted such that a desired transmission quality is maintained. We analyze the achievable average data rate of the proposed scheme with fixed average transmission power, and compare the performance to single carrier DS/CDMA systems with power and rate adaptations.

I. 서 론

많은 다중 반송파(multi-carrier) 전송기법이 높은 데이터 전송률, 대역 이용 효율성, 주파수 다양성, 저속 병렬 신호처리 사용 가능성, 간섭 배제 등의 장점을 얻기 위하여 부호분할 다중접속(code division multiple access) 통신방식에 접목되어 왔다¹⁾. 이렇게

연구된 방식들을 분류하면 크게 주파수 영역 확산과 다중 반송파 변조를 결합한 방식과^{2,13)} 시간 영역 확산과 다중 반송파 변조를 사용한 방식으로³⁾ 구분할 수 있다. 특히, 두 번째 방식에 해당하는 다중 반송파에 기반한 직접 순열(direct sequence) 부호분할 다중접속 방식은 경로 다중성을 사용한 단일 반송파(single carrier) 직접 순열 부호분할 다중접속 방식과 비교했

※ 이 연구는 서울과학기술대학교 교내 학술연구비 (일부)지원으로 수행되었습니다.

♦ 주저자 : 서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과, y.lee@snut.ac.kr, 종신회원

o 교신저자 : 서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과, dongho.kim@snut.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2013-07-315, 접수일자 : 2013년 7월 31일, 최종논문접수일자 : 2013년 8월 12일

을 때 주파수 선택적 감쇄 채널에서는 두 방식이 대등한 비트 오류율(bit error rate) 특성을 보이지만, 협대역 간섭이 있는 채널에서는 다중 반송파 방식이 월등히 좋은 성능을 보였다³⁾.

일반적으로 송수신기에 채널의 현 상태에 대한 정보가 주어지면, 송수신기는 이 정보를 이용하여 효과적인 방식으로 채널 페이딩에 적응할 수 있다. 예를 들어, 현재 상용화된 부호분할 다중접속 시스템에서는 채널상태에 따라 전력 또는 전송률을 적응적으로 전송하고 있다. 전송률 적응화와 전력 및 전송률이 결합 적응되었을 때의 직접 순열 부호분할 다중접속 통신 시스템에 관해서는 [4][5]에서 연구되었고 그 후 [6]에서 더욱 일반화 되었다. [7]에서는 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템에서 워터-필링 알고리즘을 사용한 부주파수 시퀀스 선택 방식에 대하여 연구되었고, [8]에서는 순방향 채널에서의 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템을 위한 적응적 부채널 할당 방식에 대하여 연구하였다. 하지만, [7]과 [8]에서는 시간 영역에서의 동적 전력 및 전송률 할당에 대해서는 충분히 연구되지 못했었다. 한편, 게임이론에 근거하여 전력을 할당하는 기법과[11] 동기화된 역방향 채널을 위한 부반송파 할당기법에 대한 연구가^[12] 최근에 까지 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템을 위하여 연구되어 왔다.

본 논문에서는 다중 반송파 부호분할 다중접속 통신에서의 주파수-시간 영역에서 전력 및 전송률을 효과적으로 할당하여 주파수 효율을 향상시키고자 한다. 제안하는 방식은 송수신기에서는 채널 상태 정보(channel state information)를 이상적으로 알고 있다고 가정한다. 주파수 영역에서의 전력 할당 방식으로 기존의 모든 반송파 대역으로 신호를 전송하는 대신에 최대의 채널이득을 갖는 반송파 대역으로만 신호를 전송하는 것을 제안한다. 본 논문에서는 역방향 채널을 고려하기 때문에 최대 채널 이득을 갖는 반송파 대역으로의 전력 할당은 많은 다중사용자 간섭을 유발할 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 이런 단점을 보완하면서 목표하는 전송 품질을 유지하기 위하여 시간 영역에서 전송률 적응화를 결합 사용하는 것을 제안하였다. 제안한 결합된 전력 및 전송률 적응화 방식을 평균 전력이 고정되어 있는 환경에서 성능 분석을 하였고, 그 결과를 단일 반송파를 사용한 부호분할 다중접속 레이프 수신기 시스템에서의 전력 및 전송률 적응화 시스템과 비교, 분석하였다. 수치적 해석을 통한 결과들을 통하여 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템에서 제안한 주파수-시간 영역의 결합 전력

및 전송률 적응화 방식이 기존의 전력 혹은 전송률 적응 방식을 사용한 단일 반송파 레이프 시스템에 비하여 향상된 성능을 보인다고 평가할 수 있었다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 시스템 모델을 설명하고, 3절에서는 제안한 시스템의 성능을 분석한다. 4절에서 수치적 결과와 토의를 하고 최종적으로 결론을 5절에서 내린다.

II. 시스템 모델

다중 반송파 부호분할 다중접속 통신 시스템에서는 전체 사용 대역을 겹치지 않는 M 개의 동일한 대역폭의 부대역(subband)으로 나누어 사용한다. 송신 정보는 각각 M 개 확산수열로 변조되어, 각기 M 부주파수 공간에 전송된다. 그림 1(a)는 입력 이산수열 $d_k(\cdot)$ 와 확산수열 $p_k(\cdot)$ 를 사용하는 사용자 k 의 송신 시스템의 구조도이다. 이때, 송신기는 평균 전송 전력 S_T 로 m 번째 부대역에서 전송이득 $\alpha_{k,m}$ 으로 전송한다. 즉, 사용자 k 는 m 번째 부대역에 $\alpha_{k,m}S_T$ 의 출력으로 송출한다. 따라서 사용자 k 의 전송 신호는

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

으로 표현된다. 여기서 f_m 은 m 번째 반송파 주파수이다.

본 논문에서는 채널 모델로써 주파수 선택적인 레일리 특성을 갖고 각 부주파수 안에서는 주파수 비선택적이며, 또한 각 부반송파 대역 상호간에는 채널 특성이 독립적인 채널을 가정한다. 이러한 특성을 만족하는 채널은 부채널의 수 M 을 적절히 선택함으로써 가능하다고 입증되었다³⁾. 또한 다중 경로 페이딩에 의한 채널 특성은 단위 데이터 전송 구간에 비하여 충분히 느리게 변화한다고 가정한다.

기지국에서 수신되는 신호 $y(t)$ 는

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

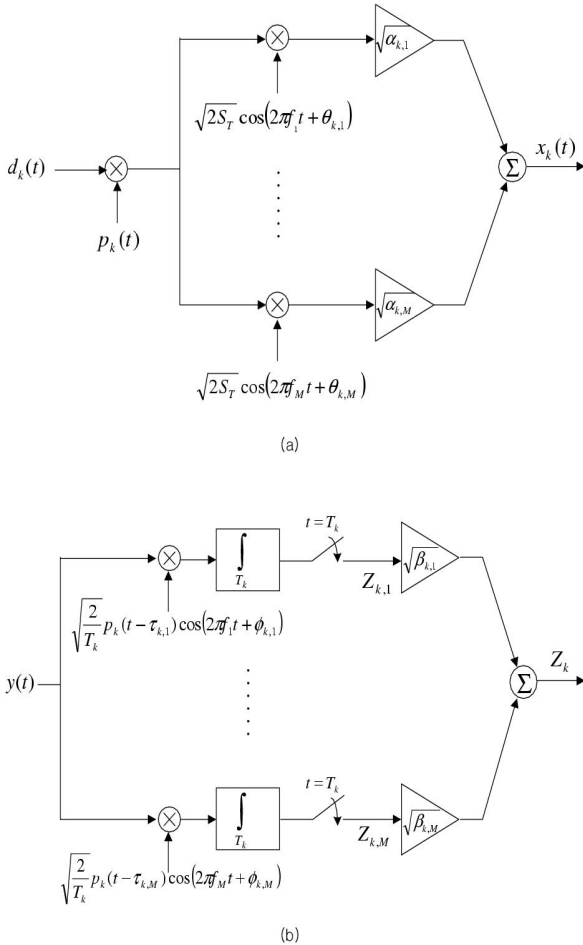


그림 1. 다중 반송파 부호분할 다중접속 방식의 적응형 송수신기 구조도 (a) 송신부 (b) 수신부
 Fig. 1. Block diagram of adaptive transmitter and receiver for multicarrier direct-sequence code-division multiple-access communications (a) Transmitter (b) Receiver

로 표현된다. 여기서 K 와 $\tau_{k,m}$ 은 데이터를 전송중인 전체 사용자의 수와 사용자 k 의 m 번째 부대역을 통해서 수신된 신호의 지연시간을, $\phi_{k,m} = \theta_{k,m} - 2\pi f_m \tau_{k,m}$ 은 위상 오프셋을 표시한다. 이때, 확률 변수 $\tau_{k,m}$ 와 $\phi_{k,m}$ 은 서로 독립적이며 각각 한 비트 구간과 $[0, 2\pi]$ 범위에서 균일 분포를 따른다고 가정하고, $G_{k,m}$ 은 사용자 k 의 m 번째 부대역의 전력이득을 나타내는 기하분포 확률변수로서, 확률밀도함수

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

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

을 따른다. 본 논문에서는 계산의 편의상 $\Omega_o = 1$ 로 가정한다. 수식 (2)에서 $n(t)$ 는 평균값이 0이고 전

력밀도가 $N_0/2$ 의 대칭 백색 가우시안 잡음이다.

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

$$\begin{aligned} Z_{i,m} &= \sqrt{\frac{2}{T_i}} \int_{\tau_{i,m}}^{T_i + \tau_{i,m}} y(t) p_i(t - \tau_{i,m}) \times \cos(2\pi f_m t + \phi_{i,m}) dt \quad (5) \\ &= \sqrt{\alpha_{i,m} G_{i,m} S_T T_i} d_i + I_{MAI} + \eta \end{aligned}$$

로 구할 수 있다. 여기서 T_i 는 한 비트 구간이고, 입력 데이터 d_i 는 모든 사용자에 대하여 +1과 -1의 값을 1/2의 확률로 갖는다고 가정한다. 식 (5)에서 첫 번째 항은 수신하고자 하는 신호이고, 두 번째 항 I_{MAI} 은 다른 $K-1$ 사용자의 간섭 신호, η 는 평균이 0이고 분산이 $N_0/2$ 인 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. 특히, I_{MAI} 는

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

로 표현할 수 있다. 여기서 T_c 는 확산 순열의 칩 시간이다.

수신신호의 결합 단계에서 사용자 i 의 m 번째 채널의 상관기 출력은 수신 전력이득 $\sqrt{\beta_{i,m}}$ 으로 곱하여진다. 본 논문에서는 이 수신 전력이득의 값으로 다양성 결합의 최적 형태인 것으로 알려진 $\beta_{i,m} = \alpha_{i,m} G_{i,m}$ 를 사용한다^[9]. 최종적으로 사용자 i 의 결합기는 결정 통계량 $Z_i = \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_{i,m} G_{i,m}} Z_{i,m}$ 을 만들어 내고 결합기 출력의 최종 신호대 간섭비 E_b/N_e 는 다음과 같이 구해진다.

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

III. 성능 분석

본 논문에서는 우선 각 사용자들의 직접 순열 확산 신호를 모든 부반송파 채널에 병렬로 전송하는 것이 아니라 가장 채널이득이 큰 한 부반송파 채널에만 전송을 하는 것을 고려한다. 이 경우 전송 전력이득

$\alpha_{i,m}$ 은

$$\alpha_{i,m} = \begin{cases} 1, & \text{if } G_{i,m} = G_i^{(1)} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (8)$$

로 주어진다. 여기서 $G_i^{(1)}$ 은 M 개의 부반송파 채널 중에서 가장 채널이득이 큰 값, 즉

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

이고 $G_k^{(1)}$ 의 확률분포 함수는 다음과 같이 표현된다 [10].

$$P_{G_k^{(1)}}(g) = Me^{-g}(1 - e^{-g})^{M-1}. \quad (10)$$

이제 수식 (8)과 같이 전송 전력이 할당된 상태에서 수신 최종 신호대 간섭비를 목표값으로 유지시키기 위하여 전송률을 조정하는 것을 고려한다. 즉, 이것은 주파수 영역에서의 전력 적응화와 시간 영역에서의 전송률 적응화가 결합된 형태이다. 수식 (7)과 (8)로부터 최종 신호대 간섭비를 원하는 목표값 $(E_b/N_e)_o$ 로 유지하기 위해서는 전송률이 다음과 같이 주어진다.

$$R_i = \frac{1}{(E_b/N_e)_o} \cdot \frac{G_i^{(1)}}{\sum_{k=1}^{K_I} 2G_k^{(1)} T_c/3 + N_0/S_T} \quad (11)$$

여기서 K_I 는 사용자 i 와 동일한 부반송파 채널로 직접 순열 확산 신호를 전송하는 간접 사용자의 수로서 그 확률은

$$\Pr(K_I = n) = \binom{K-1}{n} p^n (1-p)^{K-1-n}, \quad (12) \\ n = 0, 1, \dots, K-1$$

이고, p 는 각각의 사용자가 그들의 직접 순열 확산 신호를 사용자 i 와 동일한 부반송파 채널로 전송할 확률로서 비동기 시스템의 경우에

$$p = \frac{1}{M}(2 - \Lambda(M)) \quad (13)$$

로 주어지고, 동일한 부반송파 채널을 통하여 연속하

는 두 비트를 전송할 확률인 $\Lambda(M)$ 은 랜덤하고 메모리가 없는 경우에 $\Lambda(M) = 1/M$ 로 유도될 수 있다.

이러한 결합된 전력 및 전송률 적응화를 사용할 경우 얻을 수 있는 평균 데이터 전송률은

$$\bar{R}_i = \frac{3 \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)}{2T_c(E_b/N_e)_o} \cdot E \left[\frac{1}{I} \right] \quad (14)$$

이며

$$I \equiv \sum_{k=1}^{K_I} G_k^{(1)} + \frac{3N_0}{2S_T T_c} \quad (15)$$

이다. 모든 확률변수 $G_k^{(1)}$ 값은 서로 독립이며 동일한 분포 함수를 갖는다고 가정했으므로

$$E \left[\frac{1}{I} \Big|_{K_I=n} \right] = \int_a^\infty \frac{1}{x} P_I(x) dx \\ = \frac{1}{2\pi} \int_a^\infty \frac{1}{x} \int_{-\infty}^\infty \varphi^n(\omega) e^{-j\omega(x-a)} d\omega dx \quad (16)$$

이고,

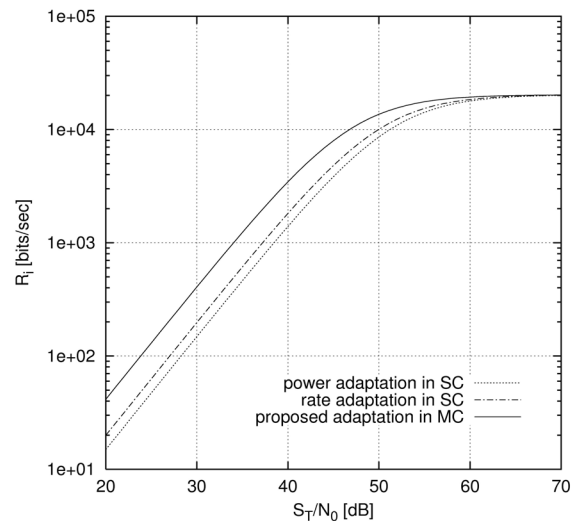


그림 2. S_T/N_0 에 대한 평균 데이터 전송률; $(E_b/N_e)_o = 7\text{dB}$, $K=60$, $M=L=4$.
Fig. 2. Average data rate versus S_T/N_0 ; $(E_b/N_e)_o = 7\text{dB}$, $K=60$, $M=L=4$.

$$a \equiv \frac{3N_0}{2S_T T_c} \quad (17)$$

로 정의된 상수이며 $P_I(x)$ 는 I 의 확률분포 함수이다. $\varphi(\omega)$ 는 확률변수 $G_k^{(1)}$ 의 특성 함수로서 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \int_0^\infty P_{G_k^{(1)}}(x) e^{j\omega x} dx \\ &= M \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{k-M+1} \binom{M-1}{k} \frac{1}{(M-k-j\omega)}. \end{aligned} \quad (18)$$

수식 (12), (14), (16)으로부터 제안한 방식의 평균 데이터 전송률은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \bar{R}_i &= \frac{3 \left(\sum_{m=1}^M 1/m \right)}{4\pi T_c (E_b/N_e)_o} \sum_{K_I=0}^{K-1} \left[\binom{K-1}{K_I} p^{K_I} (1-p)^{K-1-K_I} \right. \\ &\quad \left. \times \int_a^\infty \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{x} \varphi^{K_I}(\omega) e^{-j\omega(x-a)} d\omega dx \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

IV. 수치적 결과 및 토론

제안한 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템에서의 결합 전력 및 전송률 적응화 방식의 성능을 레이크 수신기를 사용하고 전력과 전송률을 적응화 하는 단일 반송파 직접 순열 부호분할 다중접속과 비교해 보겠다. 우선 비교의 공평성을 위하여 다음과 같이 가정하였다.

- 단일 반송파 직접 순열 레이크 수신기 시스템과 다중 반송파 시스템은 동일한 전체 대역폭을 사용한다.
- 단일 반송파 직접 순열 레이크 수신기 시스템의 분해 가능한 경로 수 n 는 다중 반송파 시스템의 반송파 수와 같다.
- 단일 반송파 직접 순열 레이크 수신기 시스템에서 사용자 k 의 각각의 다중 경로 l 에 대한 채널 이득 $G_{k,l}^{SC}$ 는 독립적이고 동일한 확률분포 함수를 갖는다.

그림 2는 평균 데이터 전송률을 S_T/N_0 에 대하여 그린 것이다. 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템에서 제안한 주파수-시간 영역에서의 결합 전력 및 전

송률 적응화 방식의 성능이 기존의 단일 반송파 레이크 수신기 시스템에서의 전력 혹은 전송률 적응화 방식에 비하여 높은 평균 데이터 전송률을 보이고 있다. 이것은 제안한 방식이 원하는 전송 품질을 유지하기 위하여 $G_k^{(1)}$ 과 K_I 와 같은 채널의 변화에 전송률을 조정함으로써 대처하기 때문이다. 특히 제안된 시스템에서의 채널 이득이 단일 반송파 시스템에서의 채널 이득에 비하여 평균값이 더 커지게 되는데, 이것은 시간 영역에서의 전송률 적응화 방식의 성능을 향상시키는 결정적인 역할을 한다. 그러므로 다중 반송파 채널의 수 M 값이 커질수록 다중 반송파 부호분할 다중접속 시스템과 단일 반송파 레이크 수신기 시스템의 채널 이득의 평균값은 더욱 차이가 나게 되고, 제안한 방식의 더욱 효율적으로 주파수 대역폭을 사용하게 된다.

만약 평균 데이터 전송률을 전체 주파수 대역폭으로 나누면 평균 주파수 효율을 비트/초/헤르츠로 구할 수 있다. 그림 3은 평균 주파수 효율을 대역폭 확장 요소 $M (=L)$ 에 대하여 나타낸 것이다. 단일 반송파 레이크 수신기 시스템에서 전력 적응화가 적용되었을 때는 평균 주파수 효율이 최대화되는 최적의 대역폭이 존재함을 관찰할 수 있다. 이것은 단일 반송파 레이크 수신기 시스템에서는 L 값이 감소할수록 레이크 수신기의 결합 능력이 줄어들고 실제적인 처리이득이 줄어들어서 평균 데이터 전송률을 감소시키는 효과가 있기 때문이다. 다중 반송파 시스템에서도 M 값의 감소는 깊은 페이딩 확률을 증가시키고 평균 수신 전력을 감소시킴으로써 평균 데이터 전송률이 감소하게 된다. 하지만 양쪽 시스템 모두 필요한 대역폭 또한 감소되는 효과가 있다. 즉, 대역폭을 증가(혹은 감소)시키는 것은 평균 주파수 효율에 두 개의 상반되는 효과를 일으키는 것이다. 그림 3에서부터 전송률 적응화가 사용되었을 경우에는 평균 주파수 효율이 대역폭에 따라 단조 감소하는 것을 관찰할 수 있다. 이것은 전송률 적응화가 사용되었을 경우에는 모든 주파수 대역폭 범위에서 요구되는 대역폭을 줄여주는 것이 평균 주파수 효율에 중대한 효과가 있다는 것을 의미한다.

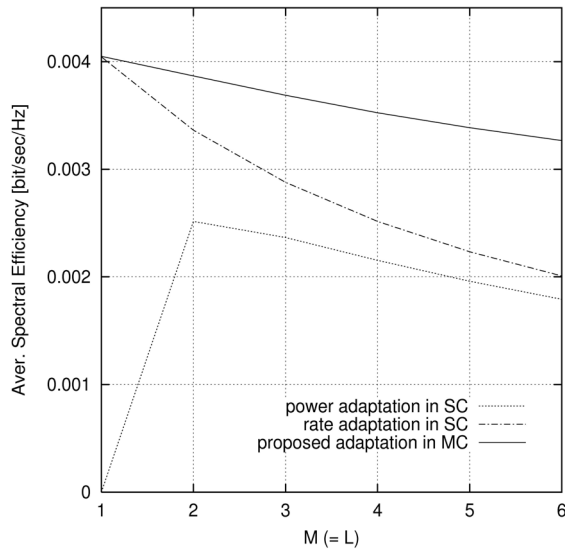


그림 3. S_T/N_0 에 대한 평균 주파수 효율, $(E_b/N_e)_o = 7\text{dB}$, $K=60$, $M=L=4$.
 Fig. 3. Average spectral efficiency versus S_T/N_0 ; $(E_b/N_e)_o = 7\text{dB}$, $K=60$, $M=L=4$.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 반송파 부호분할 다중접속 통신시스템에서 전송 전력 혹은 전송률 적응화 방식이 결합되어 적용되었다. 주파수 영역 전력 적응화 방식으로서 최대 채널 이득을 갖는 부채널에 전송 전력을 할당하였다. 그리고 목표하는 전송 품질을 유지하기 위하여 시간 영역에서 전송률을 적응적으로 조정하는 것을 제안하였다. 제안한 방식의 성능을 레이크 수신기를 사용하는 전력 혹은 전송률 적응화된 단일 반송파 직접 확산 부호분할 다중접속 시스템과 비교, 분석하였다. 비교한 결과, 제안한 다중 반송파 부호분할 다중접속 통신시스템에서의 결합 전력 및 전송률 적응화 방식이 기존의 단일 반송파 레이크 시스템에서의 적응화 방식에 비하여 성능 향상이 있음을 알 수 있었다.

References

[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, Yokohama, Japan, Sep. 1993.

[3] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
 [4] S. W. Kim, "Adaptive rate and power DS/CDMA communications in fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 85-87, Apr. 1999.
 [5] S. W. Kim and Y. H. Lee, "Combined rate and power adaptation in DS/CDMA communications over Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 1, pp. 162-168, Jan. 2000.
 [6] Y. H. Lee and S. W. Kim, "Generalized joint power and rate adaptation in DS-CDMA communications over Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 1, pp. 603-608, Jan. 2008.
 [7] Q. Chen, E. S. Sousa, and S. Pasupathy, "Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio systems," *IEEE J. Selt. Areas Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 1852-1858, Dec. 1996.
 [8] 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, no. 5, pp. 1428-1436, Sep. 1999.
 [9] D. G. Brennan, "Linear diversity combining technique," *Proc. IRE*, vol. 47, no. 6, pp. 1075-1102, June 1959.
 [10] H. A. David, *Order Statistics*, 2nd Ed., John Wiley and Sons, 1981.
 [11] L. Fangand and R. de Figueiredo, "A game-theoretic approach to utility-based power control in multi-carrier DS/CDMA systems," in *Proc. IEEE Consumer Commun. Networking Conf. (CCNC'2007)*, pp. 155-159, Las Vegas, U.S.A., Jan. 2007.
 [12] R. Caldwell and A. Anpalagan, "Adaptive subcarrier allocation in synchronous reverse links of a multicarrier CDMA system with time and frequency spreading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1494-1501, May 2008.

- [13] Y. H. Kim, I. Song, H. G. Kim, and J. H. Lee, "Performance of an orthogonal multicarrier DS/CDMA system convolutionally coded in the frequency domain," in *Proc. Korean Inst. Commun. Inform. Soc. (KICS) Summer Conf.*, pp. 1654-1657, Yangyang, Korea, July 1999.

이 예 훈 (Ye Hoon Lee)



2000년 2월 KAIST 전기및전
자공학과 박사

2000년 8월~2001년 7월 LG
전자 차세대 단말 연구소
선임연구원

2001년 8월~2002년 12월 미
국 뉴저지주립공대 Research

Associate

2003년 3월~2005년 9월 삼성종합기술원 i-Network
-ing Lab. 전문연구원

2005년 10월~현재 서울과학기술대학교 전자IT미디어
공학부 부교수

<관심분야> 이동통신, 통신이론, 방송통신

김 동 호 (Dong Ho Kim)



1997년 2월 연세대학교 전자
공학과 학사

1999년 2월 KAIST 전기및전
자공학과 석사

2004년 8월 KAIST 전기및전
자공학과 박사

2004년 9월~2007년 2월 삼성
종합기술원 삼성전자 책임연구원

2007년 3월~현재 서울과학기술대학교 전자IT미디어
공학부 부교수

<관심분야> 무선통신시스템, 통신이론, 오류정정부호