

레이레이 페이딩 환경하에서 적응형 변조기를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석

Performance Analysis of Multicarrier CDMA System with Adaptive Modulators in Rayleigh Fading Channel

이광희 · 김항래* · 한태영 · 김 남**

Kwang-Hee Lee · Hang-Rae Kim* · Tae-Young Han · Nam Kim**

요 약

본 논문은 레이레이 페이딩 채널 환경하에서, 적응형 변조기와 적응형 부채널 할당 방식을 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 분석한다. 제안한 적응형 변조기는 QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM으로 구성하고, 신호점은 그레이 코드(Gray Code)로 나타내며, 임계값은 비트 에러율(BER)이 1%일 경우의 평균 E_b/N_o 를 사용한다. 적응형 부채널 할당 방식을 적용한 다중 반송파 시스템은 사용자의 DS파형을 L 개의 부채널 중 가장 큰 K 개의 부채널로 선택하여 전송한다. 제안한 시스템의 경우, 총 부채널수가 4이고 이 가운데 두 개의 부채널로 데이터를 전송한다면 각 채널의 임계값은 5.2 dB, 9 dB, 13.2 dB와 8.4 dB, 12.2 dB, 16.3 dB 나타났다. BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 는 8.1 dB로 기존의 시스템에 비해 12.9 dB의 성능이 개선되었다. 평균 심볼당 비트수(BPS)는 7 bit의 경우 15 dB의 평균 E_b/N_o 가 필요하다. 부채널 에러가 발생한다면 BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 는 13.6 dB로 5.5 dB의 성능 저하가 일어났다.

Abstract

In this paper, the performance of a multicarrier CDMA system using adaptive modulation and adaptive subchannel allocation scheme is analyzed in Rayleigh fading channel. The proposed adaptive modulator consists of modulation schemes using QPSK, 16 QAM, 64 QAM and 256 QAM and constellations are pointed by Gray code. In addition, the threshold of the analysis is average E_b/N_o when the BER is 1%. In the multicarrier system with adaptive subchannel allocation scheme, each DS waveform of user is transmitted over the K subchannels with the biggest fading among L subchannels. In case of the proposed system, total 4 subchannels are used and data are transmitted over 2 subchannels with the biggest fading, which results in the threshold of each channels is 5.2 dB, 9 dB, 13.2 dB and 8.4 dB, 12.2 dB, 16.3 dB. In the case of proposed system, the BER of 10^{-3} is satisfied if average E_b/N_o is 8.1 dB. This is increased performance of 12.9 dB in comparison with conventional system. The BPS according to average channel is needed average E_b/N_o of about 15 dB in 7 bit. In the case of subchannel error, the BER of 10^{-3} is 13.6 dB and is declined about 5.5 dB.

Key words : Adaptive Modulation, MC-CDMA, Subchannel Allocation Scheme, Rayleigh Fading

충북대학교 정보통신공학과(Dept. of Computer and Communication Eng., Chungbuk National University)

*충북대학교 컴퓨터정보통신연구소(Research Institute for Computer and Information Communication, Chungbuk National University)

**충북대학교 전기전자컴퓨터공학부, 컴퓨터 정보통신 연구소(Dept. of Computer and Communication Eng., Research Institute for Computer and Information Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20030929-129

· 수정완료일자 : 2003년 11월 21일

I. 서론

최근 정보화 사회가 가속화됨에 따라 무선 채널을 통한 고속 및 양질의 음성, 데이터, 영상을 동시에 수용할 수 있는 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 급속히 확대되고 있다. 이러한 요구에 따라 고속의 패킷 데이터 전송이 필요시 되고 있으나 기존의 QPSK 변조 방식을 사용한 데이터 전송으로는 그 한계가 있다. 이를 해결하기 위한 방안으로 데이터 전송시 보다 높은 전송율을 구현할 수 있는 M진 QAM 변조 방식을 사용할 수 있다. 그러나 이 변조 방식의 경우, 기존의 변조 방식에 비해 비트 에러율이 높아 큰 E_b/N_0 가 요구되는 단점이 있다. 이는 열악한 채널 환경하에서 사용자의 데이터가 전송된다면, 비트 에러율은 더욱 높아져 시스템의 성능은 크게 저하한다. 이에 따라 현재 적응형 변조 방식이 부각되고 있으며 이 적응형 변조 방식은 채널 상태에 따라 변조기의 임계값에 적합한 변조 방식을 사용함으로써 채널 상태가 좋을 경우에는 변조율이 높은 변조 방식을 사용하고, 상대적으로 열악한 상태에선 변조율이 낮은 변조 방식을 사용한다. 이런 적응형 변조 방식은 그 성능의 우수함이 인정되어 WCDMA에서는 QPSK와 16 QAM 방식으로 구성된 변조기를 채택하였고, CDMA2000 1x에서는 QPSK, 8 PSK, 16 QAM 방식을 사용하여 구성하였다^[1].

만약 사용자가 열악한 채널 환경에서 고속의 데이터 서비스를 요구할 경우에는 상대적으로 높은 전송율을 지닌 변조 방식을 채택해야 하므로 적응형 변조기를 사용한 방식만으로는 이를 해결할 수 없다. 이런 문제점은 적응형 변조기의 임계값을 낮추고 다중 반송파 시스템을 사용함으로써 해결할 수 있다. 전자의 경우는 여러 채널 중 현재 사용자에게 페이딩 특성이 가장 뛰어난 주파수를 선택하여 적용하는 방식으로 적응 부채널 할당 방식에 의해 개선시킬 수 있으며 후자의 경우는 데이터 신호의 전송시 여러 채널을 이용하여 동시에 전송함으로써 고속의 데이터 전송을 가능하게 할 수 있다.

본 논문은 적응형 변조 방식을 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템(AM-AMC-CDMA: Adaptive Modulation Adaptive Multicarrier CDMA)의 성능을 분석한다. 적응형 변조 방식은 현재 CDMA2000 1xEV-DO

에서 사용중인 변조 방식보다 전송률이 뛰어난 방식으로 그레이 코드를 신호점으로 적용한 QPSK, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM을 사용하고, 적응형 다중 반송파 시스템은 L 개의 부채널 중 페이딩 진폭이 큰 K 개의 선택된 부채널로 각 사용자의 DS 파형을 전송하는 방식을 사용한다^{[2],[3]}. 적응형 변조기의 변조 방식 및 부채널 할당은 파일럿 채널에 의해 결정된다. 수신단은 송신단으로부터 전송된 파일럿 신호를 사용하여 모든 부채널의 페이딩 진폭 및 채널 에러를 계산하고, 부채널 인덱스 정보를 송신단에 전송한다. 송신단에서는 인덱스 정보를 이용하여 각 사용자에게 현재 채널 환경에 적합한 변조방식 및 부채널을 선택한다.

본 논문의 구성은 II장에서 순방향 링크에서 시스템의 모델을 설명하고, III장에서는 적응형 다중 반송파 방식을 적용하였을 때 적응형 변조기에 사용되는 각 변조 방식의 임계값을 계산한다. 또한 적응형 변조기의 비트 에러율(BER: Bit Error Rate) 및 심볼당 평균 비트수(BPS: Bits Per Symbol)의 수식을 유도한다. IV장에서는 제안한 시스템을 QPSK-MC-CDMA 시스템 및 AM-MC-CDMA 시스템과 상호 비교 분석하고, 결론은 V장에서 맺는다.

II. 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 모델링

적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 모델링은 참고문헌^{[4],[5]}에서 제안한 다중 반송파 CDMA 시스템을 바탕으로 한다.

제안한 시스템의 전송 대역폭은 그림 1에 나타나 있다. 기존의 시스템의 경우 총 시스템 대역폭 W 는 대역폭 $W_s = W/K$ 으로, 대역폭을 K 개의 동일한 부채널로 나누고, 각각의 협대역 DS 파형은 K 개의 부채널상에서 병렬로 전송된다. 반면에 제안된 시스템에서는 L 개의 부채널 중 사용자는 우선 채널 상태가 가장 좋은 채널 K 개를 선택하고, 협대역 DS 파형은

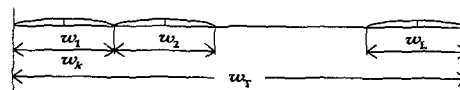
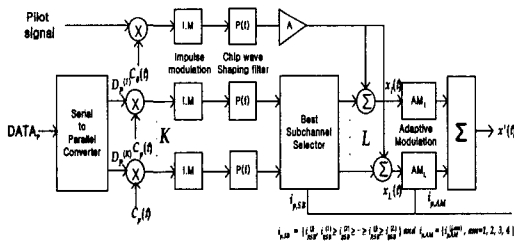


그림 1. 다중 반송파 DS 파형의 전력 스펙트럼
Fig. 1. Power spectrum of DS waveforms.

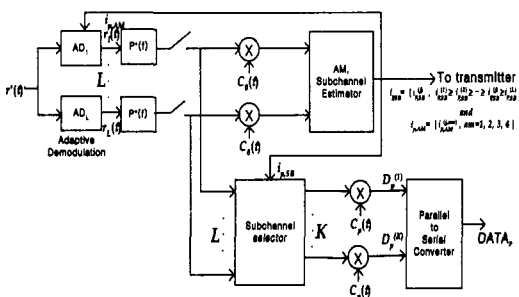
선택된 부채널을 통하여 전송한다. 이 때 시스템의 총 대역폭 $W_T=L \cdot W_s$ 이며 선택된 채널의 총 대역폭 $W_K=K \cdot W_s$ 이다. 여기서 $L \geq K$ 이다^{[6],[7]}.

2-1 송신기

송신기의 구성은 그림 2(a)에 나타내었다. S/P 변환기(serial to parallel converter)에 의해 임의의 p 번째 사용자 데이터 수열을 K 개의 데이터 수열로 병렬 처리한 $D_p^{(k)}(t)$ 는 N 개의 칩으로 구성되어 있는 확산 코드 $C_p(t)$ 에 의해 확산이 이루어진다. 수열 $D_p^{(k)}(t)$ $C_p(t)$ 는 임펄스 변조단과 칩 파형 정형 필터를 통과하며, 이때, E_c 는 칩 에너지이다. 부채널 선택기에서는 각 채널 상태 정보를 지닌 부반송파 인덱스 $i_{p,SB} \equiv \{i_{p,SB}^{(1)}, i_{p,SB}^{(2)}, \dots, i_{p,SB}^{(j)}, \dots, i_{p,SB}^{(L)}\}$ 를 이용하여 L 개의 부채널 중 p 번째 사용자에게 가장 적합한 K 개의 부채널을 할당한다. 데이터 신호와는 달리 파일럿 신호는 수신단에서 부채널 상태를 판별할 수 있도록 모든 L 개의 부반송파 채널로 전송한다. 파일럿 심볼은 1의 수열로 구성되며, 파일럿 확산 코드는



(a) 송신기 블록도
(a) Transmitter block diagram



(b) 수신기 블록도
(b) Receiver block diagram

그림 2. 시스템 블록도
Fig. 2. System block diagram.

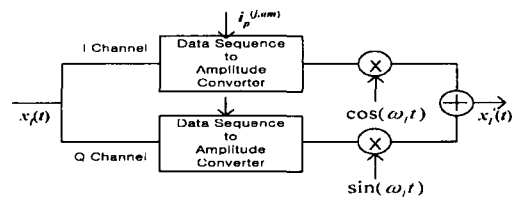
$C_0(t)$ 이다. 데이터 신호와 파일럿 신호는 적응형 변조기단을 통과하기 이전에 결합한다. l 번째 부반송파 채널로 전송되는 신호 $x_l(t)$ 는 다음과 같다.

$$x_l(t) = \sqrt{E_c} \sum_{k=1}^K D_p^{(k)}(t) C_p(t) \Delta(i_{p,SB}^{(k)}) + \sqrt{E_c} C_0(t) \quad (1)$$

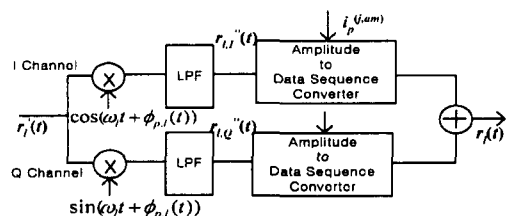
부반송파 채널 할당에 있어 부채널 선택기가 K 개의 데이터 전송 채널을 페이딩 진폭순으로 부반송파 채널에 할당한다면, 변수 k 와 j 는 같아지고, 부채널 선택기는 부반송파 인덱스 정보 $i_{p,SB}^{(k)}$ 에 대응하는 l 번째 부반송파 채널을 선택한다. $\Delta(i_{p,SB}^{(k)})$ 는 이를 표현한 수식으로 다음과 같다.

$$\Delta(i_{p,SB}^{(k)}) = \begin{cases} 1, & \text{for } i_{p,SB}^{(k)} = l \\ 0, & \text{for } i_{p,SB}^{(k)} \neq l \end{cases} \quad (2)$$

이후 신호 $x_l(t)$ 는 l 번째 부반송파가 사용된 적응형 변조기로 입력된다. 그림 3(a)는 적응형 변조기의 구성을 보여준다. 입력된 데이터 신호는 I 채널과 Q 채널로 각각 분배되고, 각 채널 상태에 대한 적응형 변조기의 변조 방식 정보를 지닌 인덱스 $i_{p,AM} \equiv \{(1, am_1), (2, am_2), \dots, (j, am_j), \dots, (L, am_L)\}$ 을 이용한 DS/AMP 변환기(data sequence to amplitude converter)에 의하여 정해진 데이터 신호량만큼 진폭으로



(a) 변조기 블록도
(a) Modulator block diagram



(b) 복조기 블록도
(b) Demodulator block diagram

그림 3. 적응형 변조기 블록도
Fig. 3. Adaptive Modulator block diagram.

변환한다. 여기서 인덱스 정보 $i_{p,SB}^{(j,am)}$ 는 j 번째 부 반송파 채널에 대한 적응형 변조기의 인덱스 정보이다. 적응형 변조기의 진폭 할당 방법은 그레이 코드를 신호점으로 할당하고, I 채널에는 $\cos(\omega_l t)$, Q 채널에는 $\sin(\omega_l t)$ 의 부반송파에 실어 전송한다. 따라서 송신기로부터 전송되는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x'(t) &= \sum_{l=1}^L \{A_{p,I}^{(l)}(t) \cos(\omega_l t) + A_{p,Q}^{(l)}(t) \sin(\omega_l t)\} \\ &= \sum_{l=1}^L \sqrt{(A_{p,I}^{(l)}(t))^2 + (A_{p,Q}^{(l)}(t))^2} \cos(\omega_l t - \phi_p^{(l)}) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $A_{p,I}^{(l)}(t)$ 와 $A_{p,Q}^{(l)}(t)$ 는 각각 l 번째 채널에 적용되는 적응형 변조기의 I 채널과 Q 채널에 할당되는 진폭이며 $\phi_p^{(l)} = \tan^{-1} \left[\frac{A_{p,Q}^{(l)}(t)}{A_{p,I}^{(l)}(t)} \right]$ 이다.

2.2 페이딩 채널

본 논문은 송신기로부터 전송된 신호가 무선 환경구간을 거칠 경우, 레일레이 페이딩의 영향을 받는다고 가정한다^[8]. 임의의 p 번째 사용자에 대한 l 번째 부반송파 전송 채널 임펄스 응답(impulse response)의 복소 저역 통과 등가적인 표현(complex lowpass equivalent representation) $h_{p,l}(t)$ 는 다음과 같다.

$$h_{p,l}(t) = \alpha_{p,l}(t) e^{j\phi_{p,l}(t)} \delta(t), \text{ for } l=1, 2, \dots, K, \dots, L \quad (4)$$

여기서 $\alpha_{p,l}(t)$ 와 $e^{j\phi_{p,l}(t)}$ 는 p 번째 사용자의 l 번째 부 반송파 전송 채널 이득과 위상을 표현하고, $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 임펄스 함수를 나타낸다. 페이딩 채널을 모델링함에 있어 모델링을 간략화하기 위하여 데이터 변조 주기에 동안 진폭과 위상의 변화가 없다고 가정하면, $\alpha_{p,l}(t) = \alpha_{p,l}$, $\phi_{p,l}(t) = \phi_{p,l}$ 으로 표현할 수 있다. 위의 가정에 의하여 식 (4)를 다시 정리하면 $h_{p,l}(t)$ 는

$$h_{p,l}(t) = \alpha_{p,l} e^{j\phi_{p,l}} \delta(t), \text{ for } l=1, 2, \dots, K, \dots, L \quad (5)$$

으로 표현할 수 있다. 여기서 $\alpha_{p,l}$ 은 p 번째 사용자에 l 번째 부반송파 전송 채널 이득으로 iid(independent and identically distributed) 랜덤 변수(random variable)이고, $e^{j\phi_{p,l}}$ 는 p 번째 사용자의 l 번째 부반송파 전송 채널 위상으로 $[0, 2\pi)$ 에서 균일한 랜덤 변수이다.

2.3 수신기

수신기의 구성은 그림 2(b)에 나타내었다. 무선환경구간에서 레일레이 페이딩 겪은 송신신호는 수신기에 수신되며, 이때 신호 $r'(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r'(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_{p,l}^2 \{A_{p,I}^{(l)}(t) \cos(\omega_l t + \phi_{p,l}) \\ &\quad + A_{p,Q}^{(l)}(t) \sin(\omega_l t + \phi_{p,l})\} + n(t) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $n(t)$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이고, $\alpha_{p,l}$ 은 p 번째 사용자에 l 번째 부반송파 전송 채널 이득이다. 신호 $r'(t)$ 는 반송파 제거 및 송신 신호 복원을 위하여 적응형 복조기를 통과하게 된다. 그림 3(b)는 적응형 복조기의 구성도로서 변조 방식이 바뀌는데 걸리는 시간은 0으로 가정한다. 신호는 각 복조단에 입력되어 반송파를 제거한다. 이 때 복조가 동기 복조로 이루어진다고 가정하면 l 번째 복조단의 신호는 다음과 같다.

$$r_l''(t) = \alpha_{p,l}^2 \{A_{p,I}^{(l)}(t) + A_{p,Q}^{(l)}(t)\} + n(t) \quad (7)$$

$r_l''(t)$ 신호는 AMP/DS 변환기에 의해 진폭 신호가 데이터 신호로 변환된다. 이 과정에서 $D_p(t)C_p(t)$ 와 $C_0(t)$ 는 $\alpha_{p,l}^2$ 으로 인하여 잘못된 데이터 수열로 변환될 수 있으며 수신 신호의 에러가 발생할 수 있다. 따라서 l 번째 채널의 복조 신호 $r_l(t)$ 는 다음과 같다.

$$r_l(t) = \sqrt{E_c} \sum_{k=1}^K \hat{D}_p^{(k)}(t) \hat{C}_p(t) \Delta k(i_p^{(k)}) + \sqrt{E_c} \hat{C}_0(t) + n_l(t) \quad (8)$$

여기서 $\hat{D}_p^{(k)}(t) \hat{C}_p(t)$ 와 $\hat{C}_0(t)$ 는 수신 신호를 반송파 제거 후 AMP/DS 변환기에 의하여 진폭을 데이터 수열로 변환한 $D_p(t)C_p(t)$ 와 $C_0(t)$ 이다. 이후 $r_l(t)$ 는 칩 파형 정형 필터를 거친다. 최적의 부채널 및 적응형 변조기 판별기에서는 각 부채널의 파일럿 신호를 사용하여 에러를 체크하고 모든 부채널 페이딩 진폭을 계산함으로써 최적의 부채널 인덱스 및 적응형 변조기 인덱스를 결정한다. 이때 결정된 인덱스를 $i_{p,SB}$ 와 $i_{p,AM}$ 라고 하면 적응형 복조단에서 $i_{p,AM}$ 를 이용하여 변조 방식을 결정하고, 부채널 선택기에서 $i_{p,SB}$ 를 이용하여 페이딩 진폭이 큰 K 개의 부채널을 선택한다. 이렇게 선택된 부채널은 송신 데이터를 추정하기 위하여 필터 출력과 사용자 수열

을 곱한다. P/S 변환기(parallel to serial converter)는 각 채널로 수신된 송신 데이터를 조합하며 원 데이터를 얻어내며 이때 출력 데이터는 다음과 같다.

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \hat{D}_p^{(k)}(t) \mathcal{I}_l(i_{p,SB}^{(k)}) + K(t) + \hat{n}(t) \quad (9)$$

여기서 $\hat{n}(t)$ 는 필터를 통과한 AWGN이며, l 는 각 수신 채널에 작용하는 간섭으로 다음과 같다.

$$I = \sqrt{E_c} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \hat{D}_p^{(k)}(t) \mathcal{I}_l(i_{p,SB}^{(k)}) + \sqrt{E_c} \sum_{l=1}^L \hat{C}_0(t) \quad (10)$$

식 (10)의 $\mathcal{I}_l(i_{p,SB}^{(k)})$ 은 다음과 같다.

$$\mathcal{I}_l(i_{p,SB}^{(k)}) = \begin{cases} 0, & \text{for } i_{p,SB}^{(k)} = l \\ 1, & \text{for } i_{p,SB}^{(k)} \neq l \end{cases} \quad (11)$$

III. 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석

송신단으로부터 전송되는 l 번째 부반송파 채널은 무선 구간에서 M 개의 전송 경로를 거쳐 $\{(\alpha_{p,l,1}^2)(E_s/N_o) \geq (\alpha_{p,l,2}^2)(E_s/N_o) \geq \dots \geq (\alpha_{p,l,M}^2)(E_s/N_o)\}$ 으로 전송된다고 가정한다. 수신단의 판별기는 각각의 부반송파 채널에 대해 페이딩 진폭이 가장 큰 수신값을 이용하여 채널 상태를 추정한다. 이때 추정된 값을 진폭순으로 나열하면 $\{(\alpha_{p,1,1}^2)(E_s/N_o) \geq (\alpha_{p,2,1}^2)(E_s/N_o) \geq \dots \geq (\alpha_{p,i,1}^2)(E_s/N_o) \geq \dots \geq (\alpha_{p,L,1}^2)(E_s/N_o)\}$ 와 같다고 가정한다.

3-1 M진 QAM을 사용한 임계값

최적의 시스템을 구성하기 위해서는 모든 부채널에 대해 채널 상태가 좋은 K 개의 부채널을 선택함과 동시에 각 채널 상태에 따른 차등 임계값이 필요하다. 이는 적응형 변조기에 사용되는 변조방식의 성능이 채널 환경에 따라 다르기 때문이다. 따라서 제안한 시스템이 최적의 성능을 얻기 위해서는 각 채널 상태에 따른 적응형 변조기의 차등 임계값을 구해야 한다. 여기서 임계값은 비트 에러율이 1%를 만족하는 평균 E_b/N_o 로 나타낸다. E_b/N_o 는 수신 신호값 $\alpha^2(E_s/N_o) = \alpha^2(E_s \log_2 M/N_o)$ 로부터 구할 수 있다. E_s 는 심볼 에너지이며 $\log_2 M$ 은 심볼당 비트수이다.

j 번째 채널에서 M 진 QAM 변조 방식의 비트 에러율(BER)은 다음과 같이 쓸 수 있다^{[9],[10]}.

$$P_{M(r_j)} = \frac{\sqrt{M-1}}{\sqrt{M \log_2 M}} Q\left(\sqrt{\frac{3r_j \log_2 M}{M-1}}\right) \quad (12)$$

위 수식에서

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy \quad (13)$$

이고, $r_j = \{\alpha_{p,i,1}^2 E_b/N_o\}$ 는 순시 E_b/N_o (Instantaneous E_b/N_o)이다.

r_j 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다^{[6],[7],[11]}.

$$f(r_j) = \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \sum_{s=0}^{j-1} \binom{L-j}{s} (-1)^s \frac{1}{r_j} e^{-(s+j)r_j/\bar{r}_j} \quad (14)$$

위 식에서 $\bar{r}_j = E\{\alpha_{p,i,1}^2 E_b/N_o\}$ 으로 평균 E_b/N_o (Average E_b/N_o)이다. 신호가 무선 구간에서 레일리 페이딩 채널을 통과하였을 경우 j 번째 채널에 의해 수신되는 신호의 비트 에러율 $P_{M(j)}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$P_{M(j)} = \int_0^\infty P_{M(r_j)} f(r_j) dr_j \quad (15)$$

식 (15)에 식 (12)와 식 (14)를 대입하여 정리하면, r_j 에 대한 수식으로 표현되어 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} P_{M(j)} &= \frac{\sqrt{M-1}}{\sqrt{M \log_2 M}} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \\ &\cdot \sum_{s=0}^{j-1} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^s}{s+j} \int_0^\infty \left[1 - e^{-\frac{(s+j)(M-1)y^2}{3r_j \log_2 M}}\right] \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \\ &= \frac{1}{2} \frac{\sqrt{M-1}}{\sqrt{M \log_2 M}} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \\ &\cdot \left[1 + \sum_{s=0}^{j-1} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} \sqrt{\frac{3r_j \log_2 M}{2(s+j)(M-1) + 3r_j \log_2 M}}\right] \quad (16) \end{aligned}$$

임계값은 식 (16)에 의하여 구해지며, 평균 비트 에러율 $P_{M(j)}$ 가 1%를 만족하는 평균 E_b/N_o 이다.

3-2 제안한 시스템의 심볼당 평균 비트수

제안한 시스템의 경우 적응형 변조기에 사용되는 변조 방식은 QPSK, 16 QAM, 64 QAM 및 256 QAM이다. j 번째 채널에 의해 수신되는 신호의 심볼당 비

트수(BPS)는 r_j 의 확률 밀도 함수에 의해 결정되고, 다음과 같이 쓸 수 있다^{[12],[13]}.

$$B_{AM(j)} = 2 \int_0^{l_1} f(r_j) dr_j + 4 \int_{l_1}^{l_2} f(r_j) dr_j + 6 \int_{l_2}^{l_3} f(r_j) dr_j + 8 \int_{l_3}^{\infty} f(r_j) dr_j \quad (17)$$

위 식에서 l_1, l_2, l_3 는 변조기의 임계값으로 식 (16)으로부터 구해진다. 따라서 j 번째 채널에 의해 수신되는 신호의 심볼당 평균 비트수는 위의 식에 식 (14)를 대입하여 구할 수 있으며 이를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} B_{AM(j)} &= 2 \cdot \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \cdot \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} [e^{-(s+j)l_1/\bar{r}_j} - 1] \\ &+ 4 \cdot \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \cdot \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} [e^{-(s+j)l_2/\bar{r}_j} - e^{-(s+j)l_1/\bar{r}_j}] \\ &+ 6 \cdot \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \cdot \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} [e^{-(s+j)l_3/\bar{r}_j} - e^{-(s+j)l_2/\bar{r}_j}] \\ &+ 8 \cdot \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \cdot \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} [-e^{-(s+j)l_3/\bar{r}_j}] \end{aligned} \quad (18)$$

그러므로, 수신단의 판별기에 의해 최적의 채널 상태를 갖는 부채널 ($j=1, 2, \dots, K$)들을 선택하였을 경우, 시스템의 심볼당 평균 비트수는 다음과 같다.

$$B_{BPS} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K B_{AM(j)} \quad (19)$$

그러나 부채널을 할당함에 있어 적응형 변조기 및 부채널 판별기의 오류에 의해 계산된 인덱스 값이 부정확하거나, 궤환 주기동안 채널변화가 발생하면 시스템의 성능 저하가 일어날 수 있다. 이는 부채널 선택시 최적의 부채널이 아닌 열악한 부채널을 선택하여 전송할 수 있음을 의미한다. 따라서, 사용자의 신호는 $j=1, 2, \dots, K, \dots, L$ 사이의 부채널로 전송될 수 있다. 이때, 시스템의 평균 심볼당 비트수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$B_{BPS} = \sum_{j=1}^L \sigma_j B_{AM(j)} \quad (20)$$

위 식에서 σ_j 는 j 번째 전송채널로 할당하였을 때 채널할당비율이다. 이때 채널할당비율은 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\sum_{j=1}^L \sigma_j = 1 \text{ and } \sigma_j \leq \frac{1}{K} \quad (21)$$

3-3 제안한 시스템의 비

적응형 변조기를 적용한 적응형 부반송파 시스템에서 j 번째 채널의 비트 에러율 $P_{AM(j)}$ 는 다음과 같이 표현된다^{[12],[13]}.

$$\begin{aligned} P_{AM(j)} &= B_{AM(j)}^{-1} \left[2 \int_0^{l_1} P_4(r_j) f(r_j) dr_j + 4 \int_{l_1}^{l_2} P_{16}(r_j) f(r_j) dr_j + 6 \int_{l_2}^{l_3} P_{64}(r_j) f(r_j) dr_j + 8 \int_{l_3}^{\infty} P_{256}(r_j) f(r_j) dr_j \right] \end{aligned} \quad (22)$$

여기서 $B_{AM(j)}$ 는 심볼당 비트수로 식 (18)과 같으며, l_1, l_2, l_3 는 변조기의 임계값으로 식 (16)으로부터 구한 평균 E_b/N_0 이다. $P_M(r_j)$ 는 비트 에러율 수식으로 식 (12)이고, $f(r_j)$ 는 r_j 의 확률 밀도 함수식 (14)이다. 따라서 각 적분항들은 식 (12)와 식 (14)를 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_4(j) &= \left[\frac{1}{4} - \frac{1}{2} Q(l_1) \right] + \frac{1}{2} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} \left\{ \sqrt{\frac{\bar{r}_j}{(s+j) + \bar{r}_j}} \cdot \left[\frac{1}{2} - Q \left(l_1 \cdot \sqrt{\frac{(s+j) + \bar{r}_j}{\bar{r}_j}} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (23-1)$$

$$\begin{aligned} P_{16}(j) &= \frac{3}{8} [Q(l_1) - Q(l_2)] + \frac{3}{8} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} \left\{ \sqrt{\frac{2\bar{r}_j}{5(s+j) + 2\bar{r}_j}} \cdot \left[Q \left(l_1 \cdot \sqrt{\frac{5(s+j) + 2\bar{r}_j}{2\bar{r}_j}} \right) - Q \left(l_2 \cdot \sqrt{\frac{5(s+j) + 2\bar{r}_j}{2\bar{r}_j}} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (23-2)$$

$$\begin{aligned} P_{64}(j) &= \frac{7}{24} [Q(l_2) - Q(l_3)] + \frac{7}{24} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} \left\{ \sqrt{\frac{\bar{r}_j}{7(s+j) + \bar{r}_j}} \cdot \left[\frac{1}{2} - Q \left(l_2 \cdot \sqrt{\frac{(s+j) + \bar{r}_j}{\bar{r}_j}} \right) \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\cdot \left[Q \left(l_2 \cdot \sqrt{\frac{7(s+j)+r_j}{r_j}} \right) - Q \left(l_3 \cdot \sqrt{\frac{7(s+j)+r_j}{r_j}} \right) \right] \quad (23-3)$$

$$P_{256(j)} = \frac{15}{64} Q(l_3) + \frac{15}{64} \frac{L!}{(L-j)!(j-1)!} \cdot \sum_{s=0}^{L-j} \binom{L-j}{s} \frac{(-1)^{s+1}}{s+j} \left[\sqrt{\frac{4r_j}{85(s+j)+4r_j}} \cdot Q \left(l_3 \cdot \sqrt{\frac{85(s+j)+4r_j}{4r_j}} \right) \right] \quad (23-4)$$

여기서 $P_{M(j)} = \int_A P_M(r_j) f(r_j) dr_j$ 이다.

수신단의 판별기에 의해 최적의 부채널 ($j=1, 2 \dots K$)을 선택하였을 경우 시스템의 평균 비트 에러율은

$$P_{error} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K P_{AM(j)} \quad (24)$$

로 나타내어진다. 만약 신호가 최적의 채널들이 아닌 부채널 선택기의 에러에 의하여 열악한 부채널들과 함께 전송된다면, 제한한 시스템의 평균 비트 에러율은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{error} = \sum_{j=1}^K \sigma_j P_{AM(j)} \quad (25)$$

위 식에서 σ_j 는 j 번째 채널이 전송채널로 할당되었을 때 채널할당비율로서 식 (21)을 만족해야 한다.

IV. 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 수치 해석

본 논문은 레일레이 페이딩 채널 환경하에서 제한한 시스템(AM-AMC-CDMA)의 성능을 QPSK 다중 반송파 CDMA 시스템(QPSK-MC-CDMA) 및 적응형 변조기를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템(AM-MC-CDMA)과 상호 비교 분석하였다. 여기서 AM-AMC-CDMA와 AM-MC-CDMA는 같은 적응형 변조 방식을 사용하고 있다. 전자의 경우는 L 개의 부채널 중 채널 상태가 좋은 K 개의 부채널을 선택하여 데이터를 전송하는 방식인 반면 후자의 경우는 채널 상태에 상관없이 고정된 K 개의 부채널로 데이터의 전송이 이루어진다. 적응형 변조기를 적용한 시스템에

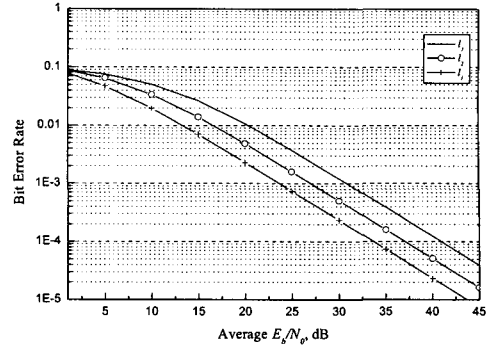


그림 4. 적응형 변조기를 적용한 다중 반송파 시스템의 임계값

Fig. 4. Thresholds of multicarrier system with adaptive modulation.

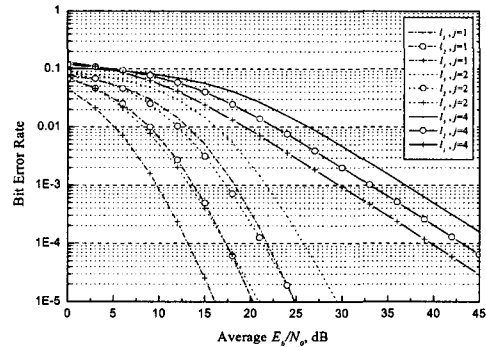


그림 5. 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 시스템의 임계값

Fig. 5. Thresholds of adaptive multicarrier system with adaptive modulation.

서는 적응형 변조기의 각 변조 방식을 구분 짓는 차등 임계값이 필요하므로 그림 4와 그림 5는 이를 나타내었다.

그림 4는 AM-MC-CDMA 시스템의 임계값을 나타낸다. 임계값은 식 (16)에 의해 구해지며, 비트 에러율이 1%에 해당하는 평균 E_b/N_0 로 적용하였다. 이때 임계값 l_1, l_2, l_3 는 13.4 dB, 16.7 dB, 20.4 dB로 나타났다. 따라서 변조율이 높은 변조 방식일수록 높은 평균 E_b/N_0 이 요구되어짐을 알 수 있다.

그림 5는 AM-AMC-CDMA 시스템의 임계값을 나타내며, 여기서 부반송파 수 L 은 4이다. 가장 좋은 부채널로 전송될 경우, 적응형 변조기의 임계값은 5.2 dB, 9 dB, 13.2 dB로 나타났으며, 두번째로 좋은 부채널로 전송할 경우에 따른 변조기 임계값은 8.4

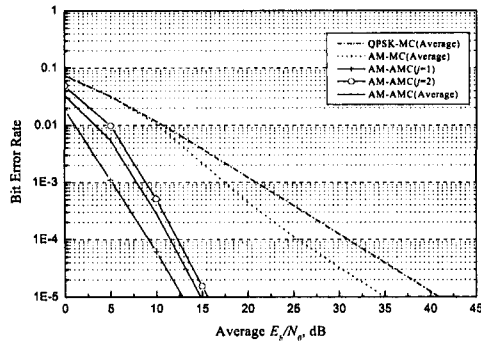


그림 6. 시스템의 평균 E_b/N_o 대 BER 비교($L=4, K=2$)
Fig. 6. The comparison of the average E_b/N_o vs. BER of system($L=4, K=2$).

dB, 12.2 dB, 16.3 dB로 각각 나타났다. 가장 열악한 부채널에 대해서는 19.4 dB, 22.7 dB, 26.5 dB로 나타났으며, 높은 평균 E_b/N_o 가 요구되었다. 따라서 채널 환경이 열악할수록 높은 평균 E_b/N_o 가 요구된다.

그림 6은 AM-AMC-CDMA 시스템을 QPSK-MC-CDMA 시스템 및 AM-MC-CDMA 시스템과 함께 평균 E_b/N_o 에 따른 BER로 비교 분석한 결과로서, 식 (22)와 식 (24)에 의해 구할 수 있다. 여기서 적응형 변조기를 적용한 시스템의 임계값은 그림 4와 그림 5에서 구한 값을 적용하였으며, 제안한 시스템은 총 4개의 부채널 중 채널 상태가 좋은 두 개의 부채널을 선택하였다. QPSK-MC-CDMA 시스템의 경우, BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 는 21 dB 이상이 필요하다. AM-MC-CDMA 시스템의 경우에는 BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 가 17.5 dB로 나타났으며, 3.5 dB의 성능이 향상하였다. 제안한 AM-AMC-CDMA 시스템의 경우에는 BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 가 8.1 dB로 나타났으며 QPSK-MC-CDMA 시스템보다는 12.9 dB, AM-MC-CDMA 시스템보다는 9.4 dB의 성능이 향상하였음을 알 수 있다. 또한 제안한 시스템에서는 두 채널 중 채널 상태가 가장 좋은 부채널로 전송될 경우에 BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_o 는 5.2 dB인 반면 두 번째로 좋은 부채널로 전송될 경우에는 8.1 dB 이상의 평균 E_b/N_o 가 필요하다. 따라서 두 채널 사이에선 2.9 dB의 성능 차이가 있음을 알 수 있다.

그림 7은 AM-AMC-CDMA 시스템을 QPSK-MC-CDMA 시스템 및 AM-MC-CDMA 시스템과 함께 평

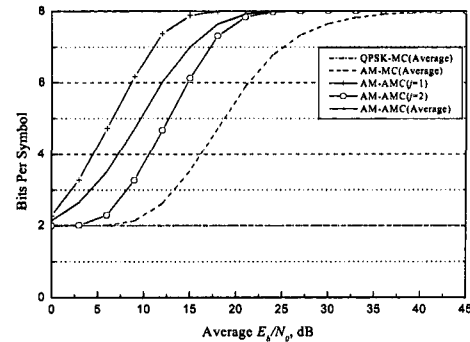


그림 7. 시스템의 평균 E_b/N_o 대 BPS 비교($L=4, K=2$)
Fig. 7. The comparison of the average E_b/N_o vs. BPS of system($L=4, K=2$).

균 E_b/N_o 에 따른 BPS로 비교 분석한 결과로서 식 (18)과 식 (19)에 의하여 구하여진다. QPSK-MC-CDMA의 경우, 평균 E_b/N_o 의 변화에도 불구하고 평균 심볼당 비트수는 2 bit로 고정되어 있다. 그러나 적응형 변조기를 적용한 시스템의 경우 최대 256 QAM 방식을 사용하였기에 평균 E_b/N_o 의 변화에 따라 심볼당 평균 비트수가 최대 8 bit까지 전송이 가능하다. 그러나 이런 적응형 변조 방식을 사용한 시스템은 채널 할당 방식에 따라 그 성능의 차이가 있다. AM-MC-CDMA 시스템의 경우 심볼당 평균 비트수가 7 bit 이상이라면, 25 dB 이상의 평균 E_b/N_o 가 필요한 반면 AM-AMC-CDMA의 경우에는 15 dB 이면 가능하므로 두 시스템은 10 dB의 성능 차이가 있다. 제안한 시스템의 경우에는 채널 상태가 가장 좋은 두 채널에 대해 심볼당 평균 비트수가 7 bit 이상이라면 11 dB와 17 dB로 나타나 6 dB의 성능 차이를 보였다.

그림 8은 부채널 선택기 및 부반송파 인덱스의 오류에 의해 잘못된 부반송파 할당이 제안한 시스템의 성능에 미치는 영향을 식 (22)와 식 (25)을 사용하여 BER 대 평균 E_b/N_o 에 대해 분석하였다. 부채널 선택기에서 가장 열악한 부채널을 선택할 경우에는 그림 5에서 얻은 임계값을 적용하였다. 채널 상태가 가장 좋은 부채널들을 선택하였을 경우 BER이 10^{-3} 을 만족하는 위해서는 8.1 dB의 평균 E_b/N_o 가 필요하였다. 만일 부채널 선택기에서 두 채널 중 한 채널은 채널상태가 가장 좋은 부채널을 사용하고, 다른 한 채널은 채널 상태가 두 번째로 좋은 부채널을 45

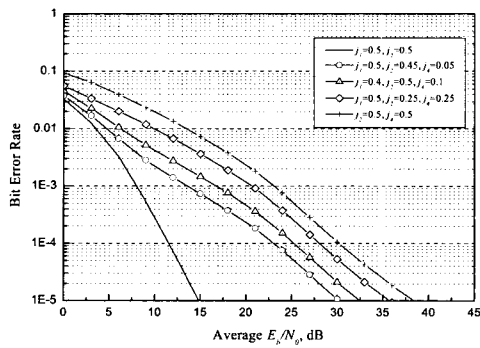


그림 8. 부채널 에러에 따른 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 시스템의 평균 E_b/N_0 대 BER($L=4, K=2$)

Fig. 8. Average E_b/N_0 vs. BER of adaptive multi-carrier system with adaptive modulation according to subchannel error($L=4, K=2$).

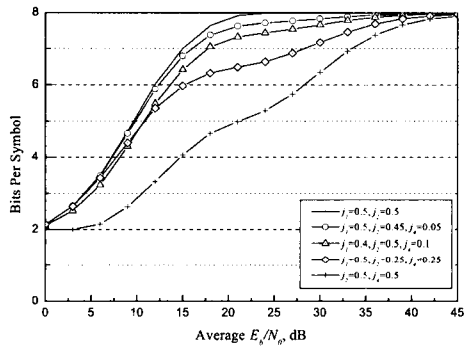


그림 9. 부채널 에러에 따른 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 시스템의 평균 E_b/N_0 대 BPS($L=4, K=2$)

Fig. 9. Average E_b/N_0 vs. BPS of adaptive multi-carrier system with adaptive modulation according to subchannel error($L=4, K=2$).

%, 가장 열악한 부채널을 5% 사용하여 전송한다면 BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_0 는 13.6 dB로 나타났다. 이는 부채널 선택시 오류가 없을 경우보다 5.5 dB의 성능 저하가 일어남을 의미한다. 또한 부채널 선택에 있어 두 번째로 좋은 부채널과 가장 열악한 부채널만으로 전송될 경우에는 23.1 dB의 평균 E_b/N_0 가 필요하여 최적일 경우에 비해 15 dB 이상의 평균 E_b/N_0 가 요구되었다. 이는 부채널 선택기 및 부반송파 인덱스의 오류가 발생할 경우, 시스템의 성능이 크게 저하됨을 의미한다.

그림 9는 잘못된 부반송파 할당이 제안한 시스템

의 성능에 미치는 영향을 BPS 대 평균 E_b/N_0 에 대하여 분석하고, 분석 결과를 얻기 위해 식 (18)과 식 (20)을 사용하였다. 채널상태가 가장 뛰어난 두 채널만을 선택하였을 경우, 평균 심볼당 비트수가 7 bit를 만족하기 위한 평균 E_b/N_0 는 약 15 dB가 필요하였다. 그러나 두 채널 중 한 채널은 채널상태가 가장 좋은 부채널을 사용하고, 두 번째로 좋은 부채널로 전송할 확률이 45%, 5%는 가장 열악한 부채널로 전송한다면, 심볼당 평균 비트수가 7 bit를 만족하기 위한 평균 E_b/N_0 는 약 16 dB가 필요하였다. 이는 부채널 선택기의 오류에 의해 1 dB의 성능 저하가 나타났음을 의미한다. 만일 부채널 선택기의 오류에 의해 두 번째 부채널과 가장 열악한 부채널로만 전송이 이루어진다면, 약 33 dB의 평균 E_b/N_0 가 필요하였다. 이는 최적의 경우 비해 18 dB의 성능 저하가 일어나 시스템의 성능이 크게 저하됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 레일레이 페이딩 채널 환경하에서 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능을 QPSK 다중 반송파 CDMA 시스템 및 적응형 변조기를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템과 함께 비교 분석하였고 적응형 변조기의 임계값을 유도하였다.

분석 결과, 적응형 변조기를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 경우 각각의 임계값은 13.4 dB, 16.7 dB, 20.4 dB로 나타났다. 적응형 변조기를 적용한 적응형 다중 반송파 CDMA 시스템의 경우 채널 상태에 따라 차등 임계값이 필요하였으며 최적 채널의 경우, 5.2 dB, 9 dB, 13.2 dB, 채널상태가 두 번째로 좋을 경우에는 8.4 dB, 12.2 dB, 16.3 dB, 가장 열악할 경우에는 19.4 dB, 22.7 dB, 26.5 dB의 임계값이 필요함을 알 수 있었다. 이는 채널 환경이 열악할수록 높은 평균 E_b/N_0 가 필요하며, 상대적으로 채널 환경이 좋을 경우는 낮은 평균 E_b/N_0 가 요구됨을 의미한다. 따라서 최적의 페이딩 진폭 채널을 찾아 전송하는 적응형 채널 할당 방식을 사용할 경우, 낮은 평균 E_b/N_0 로 임계값을 구성할 수 있으며, 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 의미한다.

세 시스템을 비교 분석한 결과, AM-AMC-CDMA

시스템이 BER 및 BPS 측면에서 가장 우수함을 알 수 있었다. BER이 10^{-3} 을 만족하는 평균 E_b/N_0 에 대해 AM-AMC-CDMA 시스템은 8.1 dB로 나타났다. 이는 QPSK-MC-CDMA 시스템에 비해 12.9 dB, AM-MC-CDMA 시스템에 비해 9.4 dB의 성능이 향상되었음을 의미한다. 평균 E_b/N_0 대 BPS의 경우에선 BPS가 7 bit에 대하여 AM-AMC-CDMA 시스템이 약 15 dB의 평균 E_b/N_0 가 필요하였고, 이는 AM-MC-CDMA가 약 25 dB를 요구함에 비해 약 10 dB의 성능이 향상되었다. 또한 평균 심볼당 비트수는 평균 E_b/N_0 의 변화에 따라 최대 8 bit이며, 이는 2 bit로 고정된 QPSK-MC-CDMA 시스템에 비해 최대 4 배의 데이터 전송이 가능함을 의미한다.

또한 제안한 시스템의 경우 할당된 부채널 에러가 시스템에 미치는 영향을 분석하였다. 그 결과 부반송파 인덱스 오류 및 부채널 선택기에서 최적의 부채널을 선택하지 못하여 부채널 에러가 발생한다면, BER 및 BPS 모두 성능 저하가 일어났다. 따라서 최적의 성능을 얻기 위해서는 부채널 판별기의 정확한 채널 예측이 필요함과 동시에 부채널 인덱스 오류가 없어야 하며, 부채널 선택기의 최적 채널 선택이 필요하다.

본 논문은 적응형 변조기를 사용하는 시스템의 설계시 부반송파에 따른 임계값 및 비트 에러율을 알 수 있는 이론적 근거로 사용할 수 있다. 또한 적응형 변조기의 높은 임계값을 해결할 방안을 제시해 줌과 동시에 고속 데이터 전송을 위한 시스템 방안을 제시해 줌으로서 QoS의 향상과 아울러 대용량의 데이터 전송을 요하는 향후 시스템의 참고자료로서 활용 가능할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] 최호규, "IMT-2000 고속 패킷데이터 전송 시스템", TTA저널, 제82호, pp. 80-90, 2002년 7, 8월.
 [2] B. M. Popovic, "Spreading sequences for multicarrier CDMA systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 6, pp. 918-926, Jun. 1999.

[3] Y. H. Kim, I. Song, "A multicarrier CDMA system with adaptive subchannel allocation for forward links", *IEEE Transactions on Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 1428-1436, Sep. 1999.
 [4] L. Litwin, "An introduction to multicarrier modulation", *IEEE Potentials*, pp. 36-38, April-May 2000.
 [5] Z. Zhang, Y. Zhao and Y. Ya, "Adaptive modulation and power allocation for multicarrier DS/CDMA", *IEEE 2002 International Conference*, vol. 1, pp. 243-246, 2002.
 [6] 박경숙, 김항래, 김 남, 박성균, "다중 경로 페이딩 채널에서 M직교 신호화를 적용한 다중 반송파 CDMA 시스템의 성능 분석", *한국전자과학회 논문지*, 12(3), pp. 391-400, 2001년 4월.
 [7] 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, no. 9, pp. 1852-1858, Dec. 1996.
 [8] 강범주, 남윤석, "주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널에서 cdma2000 순방향링크의 고속 페루프 전력제어에 대한 성능 평가", *한국통신학회 논문지*, 26(11B), pp. 1510-1521, 2001년 11월.
 [9] D. Yoon, K. Cho and J. Lee, "Bit error probability of M-ary quadrature amplitude modulation", *IEEE VTS-Fall VTC 2000*, vol. 5, pp. 2422-2427, 2000.
 [10] L. Yang, L. Hanzo, "A recursive algorithm for the error probability evaluation of M-QAM", *IEEE Communication Letters*, vol. 4, no. 10, Oct. 2000.
 [11] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Probability*, McGraw-Hill, 3rd ed., 1991.
 [12] J. M. Torrance, L. Hanzo, "Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel", *IEEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 8, Apr. 1996.
 [13] C. H. Wong, L. Hanzo, "Upper-bound performance of a wide-band adaptive modem", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, Mar. 2000.

이 광 희



2001년: 경남대학교 전기전자공학부 (공학사)
2001년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털이동통신, 무선시스템

한 태 영



1981년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1988년: 연세대학원 전자공학과 (공학석사)
1985년~1992년: LG 정보통신(주)
1992년~1998년: SK Telecom
1999년~2001년: 주성대학 조교수
2001년~현재: 충북대학교 정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] 이동통신, 초광대역(UWB) 무선 통신, 시계열 예측 및 분석

김 향 래



1995년: 청주대학교 전자공학과 (공학사)
1997년: 청주대학교 전자공학과 (공학석사)
1997년~1997년: 한국전자통신원 위촉연구원
1999년~2003년: 충북대학교 정보통신공학과 (공학박사)

1999년 3월~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소
[주 관심분야] 디지털 이동통신, 무선시스템

김 남



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
1992년 8월~1993년 8월: 미 Stanford 대학교 방문교수
2000년 3월~2001년 2월: 미 California Technology Institute (Caltech) 방문교수
1989년~현재: 충북대학교 전기전자공학부 교수, 컴퓨터 정보통신 연구소
[주 관심분야] 이동통신 및 전파전파, 마이크로파 전송선로 해석, EMI/EMC 및 전자파 인체보호 규격