

적응부호율 기법을 부반송파별로 적용한 OFDM 시스템

정회원 박 동 찬*, 김 석 찬*

OFDM system using adaptive code-rate for each sub-carrier

Dong chan Park*, Suk chan Kim* *Regular Members*

요 약

적응 전송 기법은 변조방식, 부호율, 전력 등의 전송 매개변수를 채널의 상태에 적응시켜 무선 통신시스템의 성능을 향상시키는 기법이다. OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) 시스템에서는 이러한 적응기법을 부반송파별로 적용시킬 수 있다. 이 논문에서는 각 부채널의 상태에 따라 부반송파에 최적의 부호율을 적용시키는 적응부호율 OFDM 시스템을 고려한다. 성능 분석을 통해 적응부호율 OFDM 시스템이 비트오류를 10^{-6} 에서 고정부호율 OFDM 시스템에 비해 3~6 dB의 신호 대 잡음비 이득 또는 30~50%의 데이터 전송률 증가를 얻을 수 있음을 보인다.

Key Words : Adaptive code-rate, OFDM, Wireless communications.

ABSTRACT

Adaptive transmission techniques can improve the performance of wireless communication system by adaptively changing the transmission parameter such as modulation, code-rate, and power according to the channel state. For orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the adaptive transmission techniques can be applied to each subcarrier unit. In this paper, we consider the adaptive code-rate OFDM system in which optimal code-rate is applied to each subcarrier according to the subchannel state. Performance analysis show that 3~6dB gain of SNR or up to 30~50% increase of data rate are achieved in the condition of bit error rate 10^{-6} .

I. 서론

언제 어디서나 고속의 멀티미디어 서비스를 제공 받으려는 사용자의 요구는 급격히 증가하고 있지만, 무선 환경에서는 수신된 신호가 시간과 주파수 영역에서 퍼지게 되는 다중경로 페이딩 현상으로 데이터 전송률이 크게 제한을 받게 된다. OFDM 시스템은 서로 직교하는 부반송파에 데이터를 병렬로 전송하여 이러한 다중경로 페이딩 채널에서 발생하는 심볼간 간섭을 효과적으로 처리할 수 있다.

한편, 송신기에서 변조방식, 부호율, 전력 등의 전

송 매개변수를 채널의 상태에 따라 적절하게 적응시키면 통신시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있다^[1]. 특히 변조방식을 변화시켜 사용자에게 일정한 전송 품질을 제공하는 적응 전송기법을 적응변조라고 하며 이에 대한 다양한 연구가 이루어졌다. 처음에는 변조방식을 채널의 상태에 따라 적응시켜 평균 데이터율을 증가시키는 적응 변조 기법이 제안되었고^{[2][3]} 또한 변조방식과 송신전력을 동시에 적응시켜 그 성능이 이상적인 채널용량에 근접할 수 있음이 밝혀졌으며^[4], 일정 수준이상으로 전송매개변수의 자유도를 증가시키는 것은 적응변조의 성능

* 부산대학교 전자공학과 통신시스템연구실 (sckim@pusan.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-02-082, 접수일자 : 2005년 2월 23일

※ 이 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R05-2003-000-11459-0)의 지원으로 이루어 졌습니다.

향상에 그다지 영향을 주지 않는다는 사실도 확인되었다⁵⁾.

이러한 적응변조는 OFDM 시스템에 부반송파의 매개변수를 적응시키는 부반송파별 적응변조 방식으로 적용되었다. 또한, 수신기에서 송신기로 되먹임 되는 채널정보의 양을 줄이기 위해 부반송파를 몇 개의 그룹으로 묶어 그룹별로 적응시키는 방식도 제안되었으며⁶⁾, 채널 추정치의 오류보다는 채널정보의 시간지연이 적응변조를 사용하는 OFDM 방식에 더 큰 영향을 끼친다는 결과가 보고되었다⁷⁾.

OFDM 방식을 포함하는 다중 반송파 시스템에서 적응변조와는 별도로, 전 부반송파에 할당하는 총 심볼수를 고정시켜 데이터율을 일정하게 유지하는 적응 전송 기법이 연구되어 왔으며, 이를 비트 및 전력할당 기법이라 한다. 이미 ADSL 등의 고속모뎀에서 채널용량을 이용한 비트 할당 기법이 연구되었는데, 각 부반송파에 할당하는 비트수와 전력을 반복적 계산을 통해 찾아가는 반복적 알고리즘⁸⁾, 부반송파의 신호 대 잡음비를 최대화하도록 비트 및 전력을 결정하는 방법 등이 있는데⁹⁾, 후자는 비교적 계산량이 적은 장점이 있다.

한편, 또다른 적응기법으로 통신시스템에서 채널 부호의 부호율을 채널의 상태에 따라 적응시키는 적응부호율 기법도 연구되었다. 여기서는 채널부호의 에러정정 능력과 데이터율의 상반관계를 이용하였다. 즉, 채널의 상태가 좋으면 채널 부호의 부호율을 높여 데이터율을 늘이고, 채널의 상태가 나빠지면 채널부호의 부호율을 줄여 에러정정 용량을 높인다. 이러한 적응부호율 기법을 사용하면 평균 데이터율을 증가시키거나 평균 비트오류율을 감소시킬 수 있다. 다중반송파를 사용하는 DS/CDMA 시스템에서 각 사용자의 신호 대 간섭 및 잡음비에 따라 채널 부호의 부호율을 변화시켜 큰 데이터율 증가를 얻을 수 있음이 밝혀졌다¹⁰⁾.

이 논문에서는 이러한 적응부호율 기법을 OFDM

시스템에 적용한 적응부호율 OFDM 시스템을 제안한다. 부반송파의 부호율을 부채널의 상태에 적응시켜 일정한 비트오류율을 유지하며 평균 데이터 전송률을 높이든지, 혹은 평균 데이터 전송률을 일정하게 유지하면서 평균 비트 오류율을 개선시킬 수 있다. 이 때, 이동성이 크지 않은 통신환경을 가정하여 채널 추정의 오차와 이 추정치의 되먹임으로 인한 시간 지연은 고려하지 않았다. 또한, 시스템 복잡도를 줄이고 적응기법을 간단하게 하기 위해 부반송파의 송신전력과 변조방식은 적응시키지 않고 고정시켰다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저, II장에서 다중경로 페이딩 채널에서 적응부호율 OFDM 시스템의 모형을 제시하고, III장에서 부반송파의 부호율을 결정하는 방법을 설명한다. IV장에서 제안한 적응부호율 OFDM 시스템의 성능을 컴퓨터 실험을 통해 분석하며, V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모형

그림 1은 N 개의 부반송파를 가진 OFDM 시스템의 기저대역 모형이다. 부반송파에 할당되는 부호율과 정보 비트수를 S 개의 OFDM 심볼마다 적응시킨다고 하면 적응구간은

$$T_a = (N + G)ST_s \quad (1)$$

이고, 여기서 G 와 T_s 는 각각 순환보호 구간내 샘플수와 샘플 간격을 나타낸다. 채널이 적응구간 동안 변하지 않으며 순환 보호구간에 의해 심볼간 간섭 (ISI)과 부반송파간 간섭 (ICI)이 완전히 제거된다고 가정하면, k 번째 부반송파에 대한 기저대역 모형은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다¹¹⁾.

$$y_k = h_k x_k + n_k, \quad (2)$$

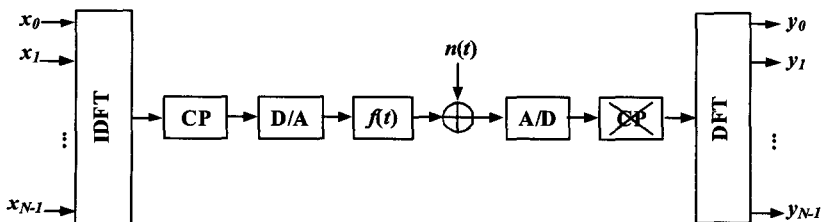


그림 1. OFDM 시스템

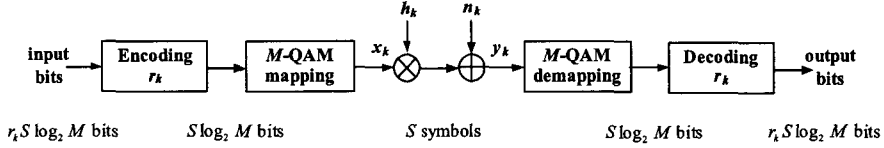


그림 2. 적응부호율 OFDM 시스템의 부반송파별 기저대역 모형

$$h_k = F\left(\frac{k}{NT_s}\right) \quad (3)$$

여기서 y_k 는 받은 심볼, x_k 는 보낸 심볼, h_k 는 k 번째 부채널에서의 감쇄이고 n_k 는 분산이 N_0 인 복소정규잡음이다. 그림에서 보듯이 적응구간이 S 개의 OFDM 심볼로 이루어진다면 k 번째 부반송파로 S 개의 M-QAM 심볼이 전송된다. 이때 k 번째 부반송파의 부호율이 r_k 로 결정되었다면 적응구간 동안 k 번째 부호기의 총 출력 비트수는 $S \log_2 M$ 이고 총 입력 비트수는 $r_k S \log_2 M$ 이다. 식 (3)의 $F(\cdot)$ 는 다중경로 페이딩 채널의 주파수 응답이며, 이 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$f(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m T_s) \quad (4)$$

여기서 M 은 다중경로의 수이고, α_k 와 τ_m 은 m 번째 다중경로의 감쇄와 시간지연을 나타내며 각각 비상관 복소 정규 분포와 균일분포를 따른다. 따라서 다중경로의 수가 충분히 크다면 k 번째 부채널에서의 감쇄 h_k 는 복소 정규분포로 볼 수 있다. 이 때, h_k 의 평균과 분산은 0과 1로 가정한다.

부반송파의 부호율을 결정하기 위해 사용되는 채널상태 정보로는 수신된 심볼의 신호 대 잡음비(SNR)를 사용하며, 이 정보를 수신기가 송신기로 되먹임 한다고 가정한다. 이 때, 모든 부반송파의 송신전력과 변조방식이 동일하며 부반송파의 평균 신호 대 잡음비 γ_k 가 모두 같다고 하면 부채널의 신호 대 잡음비는 다음과 같이 Chi-square 분포를 가진다.

$$f_k(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (5)$$

그림 3은 부반송파의 부호율을 결정하기 위한 U 개의 채널상태의 문턱값과 부호율의 관계를 보여준

다. 그림에서 보듯이 k 번째 부채널의 SNR이 $s_i \leq \gamma_k \leq s_{i+1}$ 이면, k 번째 부반송파에 U 개의 부호율 중에서 부호율 r_i 를 선택한다. 최적의 부호율을 결정하는 방법은 III장에서 설명한다. 이 때, 부호율 0은 해당 부반송파를 데이터 전송에 사용하지 않음을 의미한다.

각 부반송파를 위한 여러 부호율을 얻기 위해 RCPC(Rate-compatible punctured convolutional) 부호를 사용한다. 천공주기가 p 이며 부모부호의 부호율이 $1/n$ 인 RCPC 부호는 다음과 같이 $(n-1)p$ 개의 서로 다른 부호율을 가진다^[12].

$$\frac{p}{np}, \frac{p}{np-1}, \dots, \frac{p}{p+1} \quad (6)$$

RCPC 부호는 하나의 부호기와 복호기로 여러 부호들을 부호화, 복호화할 수 있고, 부호율 변화로 인한 성능 열화가 거의 없으므로 적응부호율 OFDM 시스템에 사용하기에 알맞다.

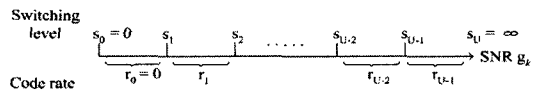


그림 3. 부호율 결정을 위한 채널상태의 문턱값

III. 제안하는 부호율 결정 방식

각 부반송파의 부호율은 부채널의 상태에 따라 주어진 비트 오류율을 만족시키면서 데이터율을 최대가 되도록 결정한다. 적응변조에서는 이 최적의 문턱값을 얻기 위해 라그랑지 승수 기법을 사용하는 데^[13], 이 기법을 적응부호율 OFDM 시스템에도 적용할 수 있다. 먼저 구하고자 하는 최적의 문턱값을 $s = \{s_1, s_2, \dots, s_U\}$ 로 두면, 평균 부호율과 평균 비트 오류율을 각각 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\Lambda(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) = R_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) + \lambda \left[\sum_{i=0}^{U-1} r_i P_i - P_{avg} R_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) \right] \quad (7)$$

$$P_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) = \frac{1}{NR_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s})} \sum_{k=0}^{N-1} E\{R_k P_{R_k}(\gamma_k)\} \quad (8)$$

$$= \frac{1}{R_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s})} \sum_{i=0}^{U-1} r_i P_i$$

여기서 R_k 는 k 번째 부반송파가 가질 수 있는 부호율을 나타내며 그림 3에서 보듯이 채널상태에 따라 그 값이 결정되는 확률변수이다. (8)에서 P_i 는 부호율 r_i 에서의 평균 비트 오류율이며 다음과 같이 주어진다.

$$P_i = \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} P_{r_i}(\gamma) f(\gamma) d\gamma \quad (9)$$

여기서 $P_{r_i}(\gamma)$ 는 부호율 r_i 를 가지는 RCPC 부호의 비트 오류율이고 그 상한은 다음과 같다[14].

$$P_i(\gamma) \leq \frac{1}{p} \sum_{d=d_f}^{\infty} c_d P_d(\gamma) \quad (10)$$

여기서 d_f 는 자유거리, c_d 는 해밍 거리 d 에서의 가중치, p 는 천공주기, $P_d(\gamma)$ 는 짝 오류확률을 나타낸다. 짝 오류 확률이란 격자의 같은 상태에서 출발해서 임의의 상태에서 다시 서로 만나는 두 부호열을 c 와 \hat{c} 라 하고 전송된 부호열이 c 일 때, 복호기에서 \hat{c} 로 잘못 복호화 확률을 말한다. 이 짝 오류 확률은 두 부호열의 해밍 거리, 레이블 방식, 변조에 사용되는 신호집합에 따라 달라진다. 변조방식으로 BPSK를 사용한다고 하면 짝 오류확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_d(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma d}) \quad (11)$$

데이터 전송률을 보다 높이기 위해 16-QAM, 64-QAM 등의 변조방식들을 사용할 수 있다. 이러한 심볼당 비트수가 BPSK보다 큰 변조방식을 사용하였을 때에는 짝 오류 확률을 닫힌 형태로 구하기가 어려우므로 짝 오류 확률에 대한 상한을 이용한다. 사각형 QAM을 사용한 BICM(Bit-interleaved coded modulation)의 짝 오류 확률에 대한 Chernoff 상한은 다음과 같이 주어진다^{[15],[16]}.

$$P_d(\gamma) \leq E[\exp(-\sum_{n=1}^d \frac{\gamma_n}{4} |x_n - z_n|^2)] \quad (12)$$

여기서 x_n 은 보낸 신호, z_n 은 x_n 과 하나의 비트값이 다른 신호들 중 보낸 신호와 가장 가까운 거리에 있는 신호이며, γ_n 은 x_n 이 채널을 통해 겪은 감쇄이다. 또한 E 는 보낸 신호열, 신호집합의 원소, 그리고 비트위치에 대해 기대값을 취함을 의미한다. 이때, x_n, z_n, γ_n 이 모두 독립이므로 식 (12)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_d(\gamma) \leq \left(\exp(-E[\frac{\gamma}{4} |x - z|^2]) \right)^d \quad (13)$$

표 1은 여러 변조방식에서 $|x - z|$ 와 이 값의 분포를 나타낸다. 여기서 d_{\min} 는 유클리디안 최소거리를 나타내며, $|x - z|$ 값의 분포는 주어진 변조방식에서 $|x - z|$ 가 나타날 확률을 의미한다. 여러 변조방식에서 짝 오류확률은 표 1을 이용하여 구할 수 있다.

마지막으로 부호율 r_i 에서의 (9)의 평균 비트오류율은 (10)의 비트오류율 상한을 이용하여 다음과 같

$$P_i = \frac{1}{p} \sum_{d=d_f}^{\infty} c_d \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} P_d(\gamma) f(\gamma) d\gamma \quad (14)$$

이제 채널상태의 문턱값 $s = s_1, s_2, \dots, s_U$ 을 구해보자. 부반송파의 송신전력과 변조방식은 적응시키지 않고 고정하였으므로 데이터 전송율이 최대가 되기 위해서는 평균 부호율을 최대로 하여야 한다. 라그랑지 승수기법을 사용하여 최적의 신호 대 잡음비 문턱값을 찾기 위해 다음과 같이 비용함수를 정의한다.

$$\Lambda(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) = R_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) + \lambda \left[\sum_{i=0}^{U-1} r_i P_i - P_{avg} R_{avg}(\bar{\gamma}, \mathbf{s}) \right] \quad (15)$$

(15) 식을 정리하면, 평균 비트오류율이 P_{avg} 로 주어졌을 때 평균 부호율을 최대가 되게 하는 문턱값 s 는 다음과 같은 조건들을 만족해야 한다.

$$y_i(s_i) = \frac{r_i P_{r_i}(s_i) - r_{i-1} P_{r_{i-1}}(s_i)}{r_i - r_{i-1}}, \quad (16)$$

$$y_i(s_i) = y_i(s), \quad i = 2, 3, \dots, U-1. \quad (17)$$

위 식들은 비트오류율 또는 평균 데이터율이 주어지면 첫번째 신호 대 잡음비의 문턱값 s_1 이 결정

되고, 나머지 문턱값들은 (17)의 관계식에 따라 얻을 수 있음을 말해준다.

표 1. 여러 변조방식에서 $|x - z|$ 값과 그 분포

변조방식	d_{\min}	$ x - z /d_{\min}$	$P(x - z)$
QPSK	$2/\sqrt{2}$	1	1
16QAM	$2/\sqrt{10}$	1	3/4
		2	1/4
64QAM	$2/\sqrt{42}$	1	7/12
		2	3/12
		3,4	1/12
256QAM	$2/\sqrt{170}$	1	15/32
		2	7/32
		3,4	3/32
		5,6,7,8	1/32

IV. 성능 분석

이 장에서는 III장의 결과를 사용하여 적응부호율 OFDM 시스템의 성능을 분석하였다. 구축장의 길이 4, 생성다항식 (15,17,13)₈, 부호율 1/3 인 컨벌루션 부호를 천공주기 8로 천공하여 부호율 8/9, 8/10, 8/14, 8/18, 8/22, 8/24를 가지는 RCPC 부호를 얻었다⁹⁾.

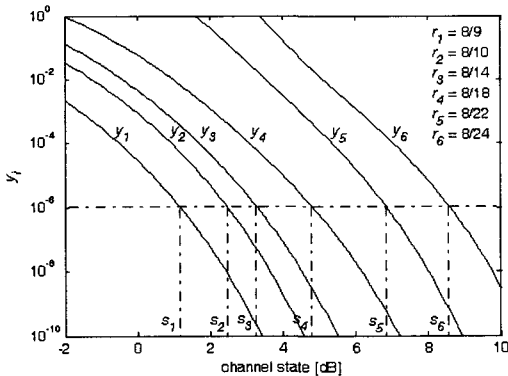


그림 4. 최적의 신호 대 잡음비 문턱값

그림 4는 부호율을 결정하기 위한 최적의 문턱값을 보여준다. 그림에서 보듯이 나머지 문턱값들이 첫번째 문턱값 s_1 에 따라 결정됨을 알 수 있다. $y_i(s)$ 곡선을 얻기 위해서는 RCPC 부호의 비트 오류율 상한을 먼저 구해야 하며, 이 상한이 10^{-3} 이하이면 $y_i(s)$ 곡선이 충분한 신뢰도를 가짐을 알 수 있다.

그림 5는 평균 비트오류율에 따른 평균 부호율과 평균 신호 대 잡음비의 관계를 나타낸 것이다. 평균

신호 대 잡음비가 고정된 환경에서 비트오류율을 더욱 낮추기 위해서는 부호율을 줄여서 평균 데이터 전송률을 낮추어야 한다. 또한, 평균 부호율을 고정시켰을 경우에 더 낮은 비트오류율을 얻으려면 신호 대 잡음비를 더 높여야 함을 알 수 있다.

그림 6는 적응부호율을 사용한 OFDM 시스템과 고정부호율을 사용한 OFDM 시스템의 평균 비트오류율을 컴퓨터 실험을 통해 구한 결과를 비교한 것이다. 천공하여 얻은 8/9, 8/10, 8/14, 8/18, 8/22, 8/24를 부반송파의 부호율로 사용하여 적응부호율 OFDM 시스템에서 평균부호율 1/3, 1/2, 2/3을 얻었다. 고정부호율 OFDM 시스템에서는 구축장의 길이가 4이고 부호율이 1/3, 1/2, 2/3인 고정 부호율 컨벌루션 부호를 사용하였고, 이상적인 인터리빙을 가정하였다.

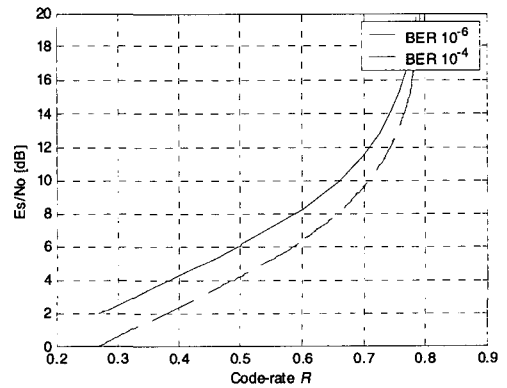


그림 5. 평균부호율과 평균 비트오류율의 관계

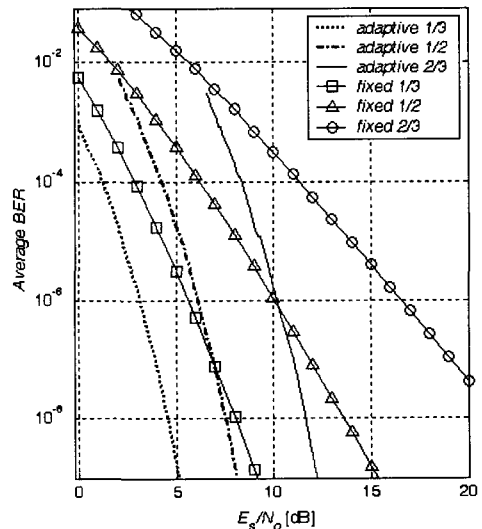


그림 6. 적응부호율 OFDM 시스템의 평균 비트오류율

이 결과는 적응부호율 OFDM 시스템이 고정부호율 OFDM 시스템에 비해 평균 비트 오류율이 크게 개선되었음을 보여준다. 그림에서 평균 비트오류율이 10^{-6} 일 때 평균 부호율에 따라 3~6dB의 신호 대 잡음비의 이득을 얻었다. 또한, 적응부호율 OFDM 시스템이 고정부호율 OFDM 시스템에 비해 높은 데이터 전송률을 가짐을 알 수 있다. 그림에서 평균 비트오류율이 10^{-6} 일 때 신호 대 잡음비 7dB에서 50%, 10dB에서 30%의 데이터율 증가를 확인할 수 있다. 10dB에서 데이터율의 증가가 7dB에서 보다 작은 이유는 변조방식으로 BPSK를 사용하였기 때문이다. 16-QAM, 64-QAM 등의 심볼당 비트수가 보다 큰 변조방식들을 사용한다면 높은 신호 대 잡음비에서 더 큰 데이터 전송률의 증가를 기대할 수 있을 것이다.

V. 결론

이 논문은 부반송파의 부호율을 부채널의 상태에 따라 적응시키는 적응부호율 OFDM 시스템을 고려하였다. 적응부호율을 위한 부호로는 시스템의 복잡도를 증가시키지 않으면서 여러 부호율을 얻을 수 있는 RCPC 부호를 사용하였다. OFDM 시스템에 부반송파별 적응 부호율 기법을 적용함으로써, 데이터율이 일정한 통신환경에서는 큰 신호 대 잡음비의 이득을 얻을 수 있으며, 일정한 신호 대 잡음비가 요구되는 환경에서는 고정부호율 OFDM 시스템에 비해 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있음을 보였다.

참고 문헌

[1] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesbert, and R.W. Jr.Heath, "Adaptive modulation and MIMO coding for broadband wireless data networks," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 40, pp. 108-115, June 2002.

[2] W.T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. on Commun.* vol. 43, pp.2223-2230, Jul 1995.

[3] 정연호, "균일 및 주파수 선택적 페이딩에서 대역폭 효율의 적응 QAM 성능분석," *한국통신학회논문지*, 25권, 1473-1479쪽, 2000년 7월.

[4] A.J. Goldsmith and Soon-Ghee Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for

fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 45, pp. 1218-1230, Oct 1997.

[5] S.T. Chung and A.J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 49, pp. 1561-1571, Sep. 2001.

[6] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, pp. 1893-1906, Sep. 2000.

[7] S. Ye, R.S. Blum, and L.J. Jr.Cimini, "Adaptive modulation for variable-rate OFDM systems with imperfect channel information," in *Proc. IEEE VTC 2002*, Vancouver, Canada, Sep. 2002. pp. 767-771.

[8] P.S. Chow, J.M. Cioffi, and J.A.C. Bingham, "practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels," *IEEE Trans. on Commun.* vol. 43, pp. 773-775, Feb 1995.

[9] R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "A new loading algorithm for discrete multitone transmission," in *Proc. IEEE GLOBECOM '96*, London, U.K., Nov. 1996, pp. 724-728.

[10] Jumi Lee, Ickho Song, So Ryoung Park, and Seokho Yoon, "Analysis of an adaptive rate convolutionally coded multicarrier DS/CDMA system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, Jul 2001.

[11] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S.K. Wilson, and P.O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 46, pp. 931-939, Jul. 1998.

[12] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 36, pp. 389-400, Apr. 1988.

[13] Byoung-Jo Choi, L. Hanzo, "Optimum mode-switching assisted adaptive modulation," in *Proc. IEEE GLOBECOM 2001*, San Antonio, TX, Nov. 2001, pp. 2966- 2971.

[14] G. Proakis, *Digital Communications Fourth Edition*. New York, McGraw-Hill, 2001.

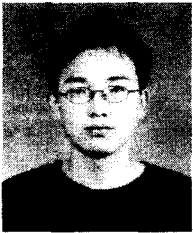
[15] G. Caire, G. Taricco, and E. Biglieri, "Bit-

interleaved coded modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 927-946, May 1998.

[16] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, New York, Wiley, 2000.

박 동 찬 (Dong chan Park)

정회원



2001년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업
2004년 2월 부산대학교 전자공학과 석사
2004년 3월~현재 부산대학교 전자공학과 박사과정
<관심분야> OFDM, 부호화변조,

RFID

김 석 찬 (Suk chan Kim)

정회원



1993년 2월 부산대학교 전자공학과 졸업
1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
2000년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
2000년 3월~2000년 7월 한국 전자통신연구소(ETRI) 연구원

2000년 8월~2001년 7월 Princeton 대학교 박사 후 과정

2001년 8월~2002년 2월 Lehigh 대학교 박사 후 과정

2002년 3월~현재 부산대학교 전자공학과 조교수, 컴퓨터 및 정보통신 연구소 연구원

<관심분야> 이동통신, 통신 신호처리, OFDM