

천천히 변하는 감쇄 채널에서의 적응 부호 변조에 대한 개선된 제어 방식

정회원 양우석*, 김형명**

An Improved Control Scheme for Adaptive Coded Modulation in Slow Flat Fading Channel

Woo-seok Yang*, Hyung-myung Kim** *Regular Members*

요약

감쇄를 겪는 무선 채널 환경에서 전력과 대역폭을 효율적으로 조절하여 데이터를 전송하는 적응 부호 변조 방식에 적합한 제어 기법을 제안한다. 먼저 부호화 시스템에 맞도록 평균 대역폭 효율을 다시 정의하였고, 이것에 기초하여 전력 및 대역폭 효율을 최대화하도록 변조 레벨 구간을 얻었다. 이 제어 기법은 부호 이득을 최대로 이용할 수 있고, 변조 형태에 관계없이 대역폭 효율을 최대화 할 수 있다. 모의 실험 결과 제안한 방식은 요구된 비트 오류 성능을 만족하면서 기존의 방식보다 전력 할당을 효과적으로 하기 때문에 대역폭 효율이 향상되었다. 본 논문에서 제안한 제어 기법은 감쇄 특성을 가진 무선 채널에서 고속 데이터 전송에 사용될 수 있다.

ABSTRACT

An improved control scheme is proposed for the adaptive coded modulation which achieves the spectral efficiency as well as the power efficiency for the wireless data transmission over fading channel. The proposed control scheme fully utilizes coding gain and it can maximize average spectral efficiency without any restriction on modulation type. The numerical results show that the proposed control scheme is satisfying required BER performance and more spectrally efficient than the conventional one. The proposed scheme can be used for high speed data transmission in wireless channel with fading characteristics.

1. 서론

불과 몇 년 사이에 통신 시장은 빠른 속도로 성장해 왔으며 우수한 품질, 보다 빠른 속도, 그리고 보다 새로운 서비스에 대한 소비자들의 욕구 또한 증가하고 있다. 현재, 통신 서비스의 확장으로 주파수 수요가 늘어나면서, 대역폭 효율적인 시스템이 요구되고 있다. 현재까지 대역폭을 효율적으로 활용하는 시스템이 많이 제안되었다. 1982년 웅거백은 격자 부호 변조를^[1] 제안하였는데 이 방식은 대역폭을 확장하지 않고 부호 이득을 얻어낼 수 있다. 그리고, 이보다 더 좋은 부호 이득을 얻기 위해, 새

의 극한에 근접하는 성능을 가진 터보 부호^[2] 격자 부호 변조 기법을 결합한 터보 부호 변조 기법이 제안되었다.^{[3],[5]} 이 두 방식은 가산성 백색잡음 채널에 적합하도록 설계되어 있어서 감쇄 채널 상황에서 서비스 비트 오류를 만족시키기 위해서는 채널 이득이 나쁠 때를 고려하여 송신 전력을 더 높여야 한다. 따라서 불필요한 전력 소모를 방지하기 위해서는 무선 채널의 감쇄 상황에 맞게 송신 전력을 조절하는 전력 제어 방식이 필요하다. 이 요구에 부합되도록 감쇄 정도에 따라 데이터의 양, 즉, 변조 레벨을 바꾸면서 요구된 비트 오류를 맞추기 위해 송신 전력을 제어하는 적응 변조 기법이

* 한국전자통신연구원 위성전송방식연구팀(wsyang@etri.re.kr), ** 한국과학기술원 전자전산학과(hmkim@cspplab.kaist.ac.kr)
논문번호 : 00069-0222, 접수일자 : 2000년 2월 22일

제시되었다.^[6] 채널이 좋을 때는 높은 레벨로 변조하고, 나쁠 때는 전송을 하지 않거나 낮은 레벨로 변조하며, 각각의 변조 레벨에서도 송신 전력을 제어하여 평균 대역폭 효율을 (한 심볼이 가지는 평균 데이터 개수) 최대화한다. 그리고, 이 기법에 적자 부호 변조 기법을 적용하여 부호 이득만큼 송신 전력이 줄어도 같은 성능을 내는 적응 적자 부호 변조 기법이 제안되었다.^[7] 이 방식의 송신단은 1/2 부호화율의 내부 부호화기를 사용하여 부호 이득만큼 송신 전력을 줄일 수 있다.

그러나 [7]에서 제안한 방식은 시스템이 부호화가 된 특성을 고려하지 않았다. 즉 부호화에 의해 잉여 비트가 추가되었기 때문에 최대화 해야 할 평균 대역폭 효율이 변한 것을 고려하지 않은 것이다. 그리고, 이 방식은 각 변조 레벨마다 부호 이득이 같은 것을 전제로 설계되었기 때문에 변조 레벨마다 부호 이득이 다른 실제 시스템에서는 최적이라고 할 수 없다. 본 논문에서는 적응 부호 변조 시스템에서 변조 레벨마다 부호 이득이 다르더라도 평균 대역폭 효율을 최대화하는 방법을 제시한다. 먼저 부호화된 특성을 고려하여 대역폭 효율 문제를 새롭게 정의하고 이것을 최대화시키는 변조 레벨 영역 구간과 전력 제어 방식을 유도하였다. 제안한 방식을 기존의 방법과 비교하기 좋도록 변조 레벨마다 부호 이득이 동일한 이론적인 시스템과 부호 이득이 다른 실질적인 경우로 나누어서 다루었다. 분석한 결과에 비추어 볼 때, 제안된 방법이 각 변조 레벨에서의 부호 이득이 같을 때와 다를 때 모두 요구된 비트 오류율 만족하면서 평균 대역폭 효율이 향상되었다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 평균 대역폭 효율을 높이는 기존의 적응 부호 변조 기법을 살펴보고, 이 방법의 문제점을 제시한다. III장에서는 평균 대역폭 효율과 송신 전력 효율면에서 최적인 적응 부호 변조 기법을 제시한다. IV장에서는 제안한 기법에 대하여 여러 부호화기를 적용한 실험 결과를 제시하고, 마지막으로 V장에서는 결론을 내렸다.

II. 적응 부호 변조

1. 적응 변조

채널 상황에 대한 정보를 송신단에서 알 수 있으면, 데이터 전송률과 전력을 조절하여 요구된 비트 오류율을 만족하면서 대역폭 효율을 (spectral efficiency)

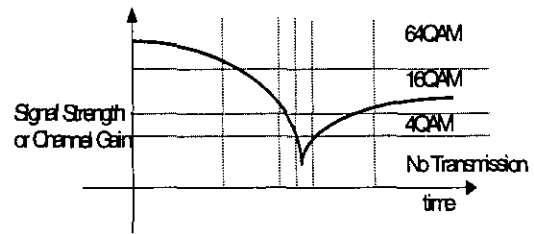


그림 11.1 채널 상황에 따른 적응 변조의 제어 방식

최대화할 수 있다.^[8] 이러한 이론을 토대로 적응 변조 기법이 제안되었다.^[6] 그림 II.1과 같이 송신단에서 채널 감쇄가 심하면 데이터를 전송하지 않고, 감쇄 정도에 따라 변조 레벨과 송신 전력을 제어하여, 평균 대역폭 효율을 최대화하는 방법이 적응 변조 기법이다. 이 기법에서는 변조 방법으로 M-ary QAM을 사용하는데 이는 M-ary QAM이 쉽게 변조 레벨을 조정할 수 있기 때문이다. 이러한 적응 부호 변조 기법을 구현하려면 정확한 채널 정보가 요구되고 주파수 비선택적이며 천천히 변화하는 채널이어야 한다.

1.1 적응 변조 기법의 송신 전력 및 데이터 전송률 제어 방법

그림 II.2는 감쇄 채널에서의 수신 신호대 잡음비를 나타낸다. II.2 (a)는 전력 제어가 없을 때이며, II.2 (b)는 전력 제어가 있을 때이다. 그림 II.2 (a)에서 송신 전력 \bar{P} 로 보았을 때 수신 신호대 잡음비는 γ 가 되는데, 이 값은 채널 이득 G 에 따라 변한다. 이 때 G 의 기댓값은 편의상 1로 가정한다. 그리고 평균 수신 신호대 잡음비는 $\bar{\gamma}$ 가 된다. 그림 II.2 (b)에서 같은 평균 송신 전력 \bar{P} 로 사용하되, 채널 상황 γ 에 맞게 송신 전력 $P(\gamma)$ 을 조절하면 수신 신호대 잡음비는 $\gamma \frac{P(\gamma)}{\bar{P}}$ 가 된다. $\gamma P(\gamma)$ 을 일정하게 유지하도록 전력 제어를 한다면 수신 신호대 잡음비를 일정하게 할 수 있을 것이다. 이와 같은 방법으로 요구된 비트 오류율을 만족시키는 수신 신호대 잡음비를 일정하게 유지할 수 있다. 적응 변조 기법은 이와 같이 송신 전력을 제어함으로써 요구된 비트 오류율을 만족하면서 평균 대역폭 효율을 최대화하는 제어 방식을 사용한다. 반면에 II.2 (a)에서는 데이터 전송시 요구된 비트 오류율을 만족시키기 위해서 채널 이득이 나쁠 때를 고려해야 하므로 송신 전력이 더 커지게 된다.

다음과 같은 가산성 백색잡음채널에서 M-ary QAM 변조를 사용할 경우 비트 오류율 상한을 (tight upper bound) 이용하여 얻어진다.^[6]

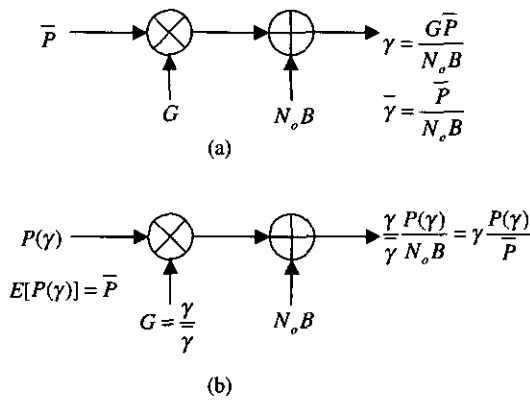


그림 11.2 감쇄 채널에서의 수신 SNR

$$BER \leq 0.2 \exp[-1.5 \cdot SNR / (M-1)] \quad (II.1.1.1)$$

감쇄 채널에서 예측한 수신 신호대 잡음비값을 이용하여 송신전력을 조절할 경우 비트 오류 상한은 다음과 같이 얻어진다.

$$BER \leq 0.2 \exp[-1.5 \cdot \gamma \frac{P(\gamma)}{P} / (M-1)] \quad (II.1.1.2)$$

여기서 γ 는 예측한 수신 전력이며, $P(\gamma)$ 는 수신 전력에 따라 제어한 송신 전력, \bar{P} 는 평균 송신 전력값이다. 적응 변조에서 사용되는 송신 전력 제어 방법은 채널 상황에 따라 QAM 변조 레벨을 조정하여 데이터를 보내되, 각 변조 레벨에 따라서 시스템의 요구된 비트 오류를 만족하는 수신 신호대 잡음비로써 제어하는 방법이다. 즉, $\bar{\gamma}$ 를 일정하게 하여 요구된 비트 오류를 만족시키면서 평균 대역폭 효율을 최대로 하는 전력 제어 및 데이터 전송률 제어 방식이다. 식 (II.1.1.2)에서 BER을 BER_0 로 고정시키고 M 에 대해 정리하여 평균 대역폭 효율을 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R/B &= E[\log_2 M] \\ &= \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{1.5\gamma}{-\ln(5 \cdot BER_0)} \frac{P(\gamma)}{P} \right) \cdot \pi(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (II.1.1.3)$$

여기서 R 은 데이터 전송률, B 는 채널의 밴드폭이므로 R/B 는 대역폭 효율을 의미하며, 한 심볼에 할당된 데이터 비트수로 표현하므로 $E[\log_2 M]$ 을 구하여 얻을 수 있다. $\pi(\gamma)$ 는 레일리 감쇄 채널 환경에 대한 γ 의 확률 밀도 함수로서 다음 식으로 알려져 있다.

$$\pi(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma > 0 \quad (II.1.1.4)$$

평균 송신 전력 조건 $\bar{P} = E[P(\gamma)]$ 를 만족하면서 평균 대역폭 효율식 (II.1.1.3)을 최대화하는 전력 제어 방식은 다음과 같다^[6].

$$\frac{P(\gamma)}{P} = \begin{cases} (M_j - 1) \frac{1}{\gamma K}, & M_j \leq \frac{\gamma}{\gamma_0} < M_{j+1} \\ 0, & M_j = 0 \end{cases} \quad (II.1.1.5)$$

여기서, M_1, M_2, \dots, M_J 는 적응 부호 변조에서 사용되는 QAM 변조 레벨로서, $M_1 < M_2 < \dots < M_J$ 이며 J 는 변조 레벨의 개수를 나타낸다. 즉, 4, 16, 64-ary QAM을 선택 가능한 변조 레벨이라고 한다면 $M_1 = 4, M_2 = 16, M_3 = 64$ 이며 $J = 3$ 이다. 그리고 K 는 $\frac{1.5}{-\ln(5 \cdot BER_0)}$ 이며, γ_0 는 다음을 만족하는 해이다.

$$\sum_{j=1}^J \int_{\gamma_0 M_j}^{\gamma_0 M_{j+1}} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma = 1 \quad (II.1.1.6)$$

2. 적응 부호 변조

II.1절에서 설명한 적응 변조 방식에 채널 부호화기를 추가시켜 대역폭 효율과 전력 효율을 높인 적응 부호 변조 기법이 제안되었다.^[7] 내부 채널 부호화기의 부호화율은 격자 부호 변조 기법처럼 $m/(m+1)$ 이 되도록 하는데 보통 m 을 1로 사용한다. 왜냐하면 여러 레벨의 변조 방식으로 확장이 쉬우며 부호의 복잡성을 줄일 수 있기 때문이다. 송신되는 심볼에는 부호화된 비트가 반드시 포함되고 나머지 부분은 부호화가 안 된 비트가 채널 감쇄 정도에 따라 가변적인 양으로 포함되는데 이 가변되는 양에 따라 변조 레벨을 정하게 된다.

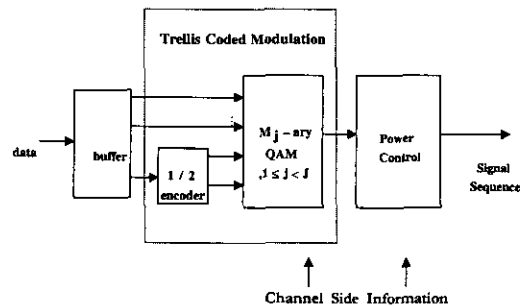


그림 11.3 적응 부호 변조 시스템의 송신단 구조

2.1 적응 부호 변조 기법의 송신단 구조

적응 부호 변조 시스템의 송신단 구조는 그림 II.3 과 같다. 버퍼는 가변의 전송률을 맞추는 역할을 한다. 송신기는 채널에 대한 감쇄 정보를 받아 적응 변조 기법과 동일하게 변조 레벨과 전력을 조절하여 심볼을 보낸다. 심볼은 그림 II.4에 있는 방법으로 결정된다. 부호화기의 출력 비트들에 의해 코셋 A, B, C, D중 하나로 결정된다. 여기서 코셋이란 신호 성상도 내에 있는 신호들을 분할하여 만든 신호들의 집합이다. 그림 II.4에서는 A, B, C, D 네 개의 집합으로 신호 성상도가 나뉘어 진다. 이렇게 코셋이 부호화기의 출력 비트에 의해 결정되면 나머지 부호 화가 안된 비트가 그 코셋내의 신호들 중 하나를 결정하고 이 신호가 전송된다. 예를 들면 그림 II.4의 매핑과정과 같다. 채널 정보를 받아 16-ary QAM으로 변조 레벨을 선택하고, 부호화기의 출력 비트 00에 의해 코셋 A로 정해지며, 부호화가 안된 비트 01로 코셋 A내의 한 신호로 선택되어 전송된다. 이러한 M-ary QAM에서의 격자 부호의 접근 부호이득은 다음과 같이 구할 수 있다.^[9]

$$\frac{d_{\min}^2}{d_0^2} \cdot 2^{-r} \tag{II.2.1}$$

여기서 d_0 는 신호 성상도 상에서의 심볼간의 최소 거리이며 d_{\min} 은 격자 부호 변조 시스템에서 최소 유클리디언 거리이다. 그리고, r 은 한 심볼에 있는 잉여 비트의 수이다.

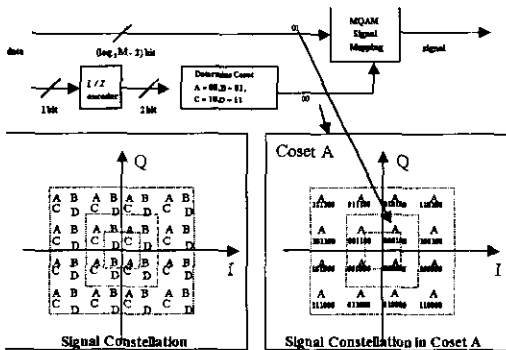


그림 II.4 적응 부호 변조에서 신호 매핑 과정

2.2 적응 부호 변조에서의 제어 방법

적응 부호 변조에서 이제까지 사용한 제어 기법은 부호화가 안된 적응 변조에서의 제어 기법을 그대로 이용한다.^[7] 단지 다른 점은 송신 전력을 부호

이득 G_c 만큼 적게 보낸다는 점이다. 여기서 부호이득은 적응 부호 변조와 같은 변조 레벨을 사용했을 때, 줄일 수 있는 송신 전력의 양이다. 다시 말하면, 부호화를 시키면 송신 전력을 줄여도 요구된 비트 오류율을 만족할 수 있게 된다.

평균 전력 \bar{P} 에서의 전력 제어와 데이터 전송률 제어는 그림 II.5와 같다. 같은 변조 레벨을 사용할 때에도 채널 상황에 맞게 송신 전력이 다르게 할당 되고, 채널 상태가 좋을수록 높은 변조 레벨로 보낸다. 그림 II.5에서 K 는 $\frac{1.5G_c}{-\ln(5 \cdot BER)}$ 이고 γ_0 는 다음의 식을 만족하는 해의 값이다.

$$\sum_{i=1}^M \int_{\gamma_{M,i}}^{\gamma_{M,i+1}} \frac{P(\gamma)}{\bar{P}} \pi(\gamma) d\gamma = 1 \tag{II.2.2}$$

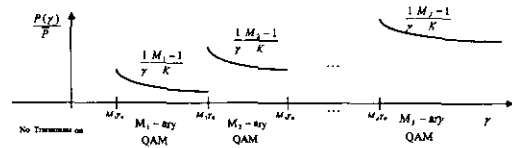


그림 II.5 적응 부호 변조에서의 전력 및 데이터 전송률 제어 방법

3. 적응 부호 변조에서 기존 제어 기법의 문제점

적응 부호 변조에서 기존 제어 기법의 문제점은 다음의 두 가지이다. 첫째, 부호화기가 없는 시스템에서 최적화된 각 변조 레벨 영역 구간을 그대로 사용한다. 즉, 최대화시킬 평균 대역폭 효율이 부호화에 의한 잉여 비트 때문에 달라짐에도 불구하고, 부호화되지 않은 시스템에서의 변조 레벨 영역 경계값을 그대로 사용한 것이다. 둘째, 기존 제어 방식의 송신 전력 형태는 식 (II.3.1)과 같다.

$$P(\gamma) = \frac{\bar{P}}{\gamma} \frac{M-1}{K} \tag{II.3.1}$$

여기서 M 은 변조 레벨이며 K 는 상수로 제한되어 있어서 각 변조 레벨 영역의 부호 이득을 동일한 값으로만 적용할 수 있다. 그러나 4-ary 변조를 사용할 때와 16-ary 이상의 변조를 사용할 때의 부호 이득은 달라진다. 왜냐하면 그림 II.3에서 알 수 있듯이 4-ary 변조에서는 내부 부호화기의 출력만 전송되지만 그 이상의 변조에서는 내부 부호화기 출력 이외의 비트까지 전송이 되므로 격자상에서 평행 천이가 발생하기 때문이다. 즉 평행천이가 없는 4-ary 변조는 평행천이로 부호이득이 결정되는 16-ary이상의 변조보다 큰 부호 이득을 갖는다. 따

라서 내부부호화기의 출력과 전체 출력 비트등 시스템의 사양에 따라서 변조 레벨마다 부호 이득의 값은 달라질 수 있다. 따라서 본 논문에서는 부호화된 시스템에서 평균 대역폭 효율을 최대로 하는 최적의 변조 레벨 구간을 유도하고, 변조 레벨 영역에 따라 부호 이득이 다르더라도 적용할 수 있는, 일반화된 제어 방식을 유도한다.

III. 제안한 적응 부호 변조

본 장에서는 II장에서 제시한 기존 방법의 두 가지의 문제점을 보완한 적응 부호 변조의 제어 기법을 제안한다. 부호화에 의해 평균 대역폭 효율의 정의가 변한 것을 고려하고, 송신 전력 형태의 제한 없이 부호이득을 최대한 이용할 수 있도록 한다. 다시 말해서, 요구된 비트 오류를 만족하는 수신 신호대 잡음비를 알 때, 이 값을 유지하면서 부호화된 상태에서의 평균 대역폭 효율을 최대로 하는 방식이다.

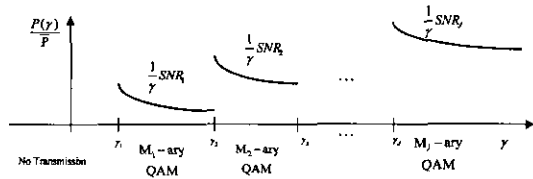


그림 III.1 적응 부호 변조에서의 제안한 제어 방법

1. 문제 정의 및 결과

적응 변조 기법과 적응 부호 변조 기법은 각 변조 레벨마다 수신 신호대 잡음비를 채널 상황에 관계없이 일정하게 유지시킨다. 이렇게 함으로써 가산성 백색잡음 채널과 같은 성능을 가질 수 있다. 이렇게 제어되는 수신 신호대 잡음비를 목적 수신 신호대 잡음비라 (target received SNR) 부르기로 하자. 목적 수신 신호대 잡음비는 시스템의 비트 오류 값으로 결정된다. 각 변조 레벨마다 원하는 비트 오류를 만족하는 목적 수신 신호대 잡음비에 대해 \bar{P}/γ 배의 전력으로 송신하면, 수신단에서의 신호대 잡음비는 목적 수신 신호대 잡음비로 항상 유지된다.^[6] M_1, M_2, \dots, M_J -ary QAM을 사용하는 시스템에서 채널 정보를 받아서, 변조 레벨을 결정한다. 변조 레벨이 M_j 로 결정되면, 이 때 송신 전력은 $SNR_j \cdot \bar{P}/\gamma$ 로 정해진다. 여기서 SNR_j 는 M_j -ary QAM에서 원하는 비트 오류를 만족하는 목적 수신

신호대 잡음비값이다. 이러한 채널 상황에 맞는 변조 레벨과 송신 전력 제어를 나타내면 그림 III.1과 같다. 같은 변조 레벨이라도 채널 상태가 좋으면 송신 전력이 줄어든다. 이 때 전송 데이터량이 많은 높은 변조 레벨은 낮은 변조 레벨에 대해 목적 수신 신호대 잡음비값이 클 것을 전제로 한다.

평균 대역폭 효율은 데이터의 전달량을 의미하므로 부호화 시스템에서는 부호에 의한 잉여 비트를 빼주어야 한다. 따라서 적응 부호 변조에서 평균 대역폭 효율을 다음과 같이 새롭게 정의한다.

$$\frac{R}{B} = \sum_{j=1}^J (\log_2 M_j - r) \int_{\gamma_j}^{\gamma_{j+1}} \pi(\gamma) d\gamma \quad (III.1.1)$$

$$\sum_{j=1}^J \int_{\gamma_j}^{\gamma_{j+1}} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma = 1 \quad (III.1.2)$$

여기서, 식(III.1.1)은 기존의 식과는 달리 부호화에 의한 잉여 비트의 수 r 를 고려한 평균 대역폭 효율로서 송신 전력 제한 조건 (III.1.2)를 만족하면서 식 (III.1.1)을 최대화하도록 변조 레벨 영역을 나누는 경계값 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J$ 를 최적화해야 한다.

최적인 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J$ 를 구하는 과정은 다음 절에 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$\gamma_j = B_j \gamma_1 \quad (III.1.3)$$

여기서,

$$B_1 = 1, \\ B_j = \frac{SNR_j - SNR_{j-1}}{\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1}} \frac{\log_2 M_1 - r}{SNR_1} \quad (III.1.4) \\ , j = 2, \dots, J$$

이며, γ_1 는 다음식을 만족하는 해가 되는 값이다.

$$\sum_{j=1}^J \int_{B_j \gamma_1}^{B_{j+1} \gamma_1} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma = 1 \quad (III.1.5)$$

여기서 비트 오류 상한식 (II.1.1.1)을 이용하여 목적 수신 신호대 잡음비를 다음의 식 (III.1.6)과 같이 정한다. 여기서 $K_j = -\frac{1.5G_\sigma}{\ln(5 \cdot BER)}$ 이며, G_σ 는 M_j -ary QAM에서 부호이득이다. 식 (II.3.1)의 K 와 비교하면 여기서는 변조 레벨에 따른 변수 K_j 가 되어 각 변조 레벨마다 부호이득이 다른 것을 이용할 수 있음을 알 수 있다.

$$SNR_j = \frac{M_j - 1}{K_j}, j = 1, 2, \dots, J \quad (III.1.6)$$

이 값을 식 (III.1.3), (III.1.4), (III.1.5)에 대입하여 최적의 경계값들을 구하면 식 (III.1.7), (III.1.8), (III.1.9)와 같이 얻어진다.

$$\gamma_j = B_j \gamma_1 \quad (III.1.7)$$

$$B_j = \frac{K_{j-1}(M_j - 1) - K_j(M_{j-1} - 1)}{(\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1})K_{j-1}K_j} \cdot \frac{(\log_2 M_1 - r)K_1}{M_1 - 1}, \quad j=2, \dots, J \quad (III.1.8)$$

이며 γ_1 은 다음의 식을 만족하는 해이다.

$$\sum_{j=1}^J \int_{B_j \gamma_1}^{B_{j+1} \gamma_1} \frac{M_j - 1}{\gamma K_j} \pi(\gamma) d\gamma = 1 \quad (III.1.9)$$

2. 최적의 변조 레벨 영역 구간 유도 과정
평균 송신 전력 조건인 $E[P(\gamma)] = \bar{P}$ 와 평균 대역폭 효율식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$h(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) = \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma + \int_{\gamma_2}^{\gamma_3} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma + \dots + \int_{\gamma_{J-1}}^{\gamma_J} \frac{P(\gamma)}{P} \pi(\gamma) d\gamma \quad (III.2.1)$$

$$f(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) = (\log_2 M_1 - r) \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \pi(\gamma) d\gamma + (\log_2 M_2 - r) \int_{\gamma_2}^{\gamma_3} \pi(\gamma) d\gamma + \dots + (\log_2 M_J - r) \int_{\gamma_{J-1}}^{\gamma_J} \pi(\gamma) d\gamma \quad (III.2.2)$$

$h(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) = 0$ 을 만족하면서 $f(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J)$ 을 최대로 하는 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J$ 를 구하는 것으로 라그랑지에 곱셈기를 사용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) = f(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) + \lambda h(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) \quad (III.2.3)$$

그리고, 최적인 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J$ 은 식 (III.2.3)에 식 (III.2.4)와 식 (III.2.5)를 적용하여 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial F}{\partial \gamma_1} = 0, \frac{\partial F}{\partial \gamma_2} = 0, \dots, \frac{\partial F}{\partial \gamma_J} = 0 \quad (III.2.4)$$

$$h(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J) = 1 \quad (III.2.5)$$

식 (III.2.4)를 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial F}{\partial \gamma_1} = -[\gamma_1(\log_2 M_1 - r) + \lambda SNR_1] \frac{e^{-\gamma_1/\bar{\gamma}}}{\gamma_1 \bar{\gamma}} = 0 \quad (III.2.6)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \gamma_j} = -[\gamma_j(\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1}) - SNR_{j-1} \lambda + SNR_j \lambda] \frac{e^{-\gamma_j/\bar{\gamma}}}{\gamma_j \bar{\gamma}}, \quad j=2, 3, \dots, J \quad (III.2.7)$$

식 (III.2.6)과 (III.2.7)로부터 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J, \lambda$ 를 γ_1 으로 나타내어 정리하면 다음과 같다.

$$\lambda = -\frac{(\log_2 M_1 - r)\gamma_1}{SNR_1} \quad (III.2.8)$$

$$\gamma_j = B_j \gamma_1, \quad j=2, \dots, J \quad (III.2.9)$$

$$B_j = \frac{SNR_j - SNR_{j-1}}{\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1}} \frac{\log_2 M_1 - r}{SNR_1}$$

여기서 정리된 값 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_J, \lambda$ 을 식 (III.2.5)에 대입하여 산술적으로 γ_1 을 구한다. 즉, γ_1 은 다음 식 (III.2.10)의 해가 된다.

$$h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1) = \frac{SNR_1}{\gamma \bar{P}} \cdot \int_{\gamma_1}^{B_2 \gamma_1} \frac{\exp(-\gamma/\bar{\gamma})}{\gamma} d\gamma + \frac{SNR_2}{\gamma \bar{P}} \cdot \int_{B_2 \gamma_1}^{B_3 \gamma_1} \frac{\exp(-\gamma/\bar{\gamma})}{\gamma} d\gamma + \dots + \frac{SNR_J}{\gamma \bar{P}} \cdot \int_{B_{J-1} \gamma_1}^{\gamma_J} \frac{\exp(-\gamma/\bar{\gamma})}{\gamma} d\gamma = 1 \quad (III.2.10)$$

식 (III.2.10)을 보면 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 는 각 변조 영역에 대해 $g_j(\gamma) = SNR_j \exp(\gamma/\bar{\gamma}) / (\gamma \bar{P})$ 를 적분한 값의 합임을 알 수 있다. 여기서 높은 변조 레벨일수록 요구된 비트 오류를 만족시키는 수신 신호 대 잡음비가 커지므로 $SNR_1 < SNR_2 < \dots < SNR_J$ 이 된다. 따라서 주어진 $SNR_1, SNR_2, \dots, SNR_J$ 에 대해 $g_1(\gamma) < g_2(\gamma) < \dots < g_J(\gamma)$ 이 성립한다. 식 (III.2.10)에서 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 는 γ_1 이 작을수록 적분 영역이 넓어지고 높은 변조 레벨의 식에 대한 적분구간이 많아지므로 값이 커진다. 즉 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 는 γ_1 에 대한 단조 감소 함수이다. 이 때 γ_1 이 0으로 가면 $g_1(\gamma)$ 의 적분 값은 무한대가 되므로 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 도 무한대가 된다. 또 γ_1 이 무한대로 가면 $g_1(\gamma), g_2(\gamma), \dots, g_J(\gamma)$ 는 0이 되어 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 도 0이 된다. γ_1 에 대한 단조 감소함수 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1)$ 의 치역이 0에서 무한대이므로 $h(\gamma_1, B_2 \gamma_1, \dots, B_J \gamma_1) = 1$ 을 만족시키는 γ_1 의 값은 하나밖에 없다. 산술적으로 구한 γ_1 의 값을 γ_1 이라 두면, $\gamma_2, \dots, \gamma_J, \lambda$ 에 상응하는 값

$\gamma_2', \dots, \gamma_j', \lambda'$ 들은 식 (III.2.8), (III.2.9)의 관계를 이용하여 얻을 수 있다.

$\gamma_2', \dots, \gamma_j', \lambda'$ 이 주어진 조건에서 국소 최대값이 되려면, 이 점에서의 헤시안 행렬이 네가티브 데피니트이어야 한다. $F(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_j)$ 의 헤시안 행렬 H 는 다음과 같이 정의된다.

$$H_{i,j} = \frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_i \partial \gamma_j} \quad (III.2.11)$$

여기서 $H_{i,j}$ 는 H 행렬의 i, j 원소를 가리킨다. 식 (III.2.7)에서 $\frac{\partial F}{\partial \gamma_j}$ 는 γ_j 만을 변수로 가지므로 $i \neq j$ 인 γ_i 에 대해 편미분하면 0이 된다. 즉, $i \neq j$ 인 $\frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_i \partial \gamma_j}$ 는 0이 되고 $\frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_j^2}$ 만 남는다. 따라서 행렬 H 는 다음과 같은 대각 행렬이 된다.

$$H = \text{diag}[h_1, h_2, \dots, h_j] \quad (III.2.12)$$

이 때 h_j 는 다음과 같다.

$$h_1 = \left[\gamma_1'^2 (\log_2 M_1 - \gamma) + SNR_1 \lambda' (\bar{\gamma} + \gamma_1) \right] \frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\gamma^2 \gamma_1'^2}$$

$$h_j = \left[\gamma_j'^2 (\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1}) - (SNR_{j-1} - SNR_j) \right] \frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\gamma^2 \gamma_j'^2}, j=2, \dots, J \quad (III.2.13)$$

이다. 위에서 구한 해인 $\gamma_1', \gamma_2', \dots, \gamma_j', \lambda'$ 를 헤시안 행렬에 대입한 후 식 (III.2.8), (III.2.9)를 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$H_{(\gamma_1', \dots, \gamma_j', \lambda')} = \text{diag}[h_1', h_2', \dots, h_j'] \quad (III.2.14)$$

여기서

$$h_1' = - \frac{(\log_2 M_1 - \gamma) e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\gamma \gamma_1'}$$

$$h_j = - \frac{(\log_2 M_j - \log_2 M_{j-1}) e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\gamma \gamma_j'}, j=2, \dots, J \quad (III.2.15)$$

이다. 앞서 정의한 적응 부호 변조의 범위 즉, 가장 낮은 변조 레벨의 비트수도 부호화에 의한 잉여 비트수 보다는 크며, 상위 변조 레벨이 될 수록 한 심볼에 할당된 비트수가 많아진다. 또 채널 상황에 따른 영역구간 γ_j 과 평균 채널 상태인 $\bar{\gamma}$ 는 양의 값

을 갖는 것을 이용하면, (즉, $\log_2 M_1 > \gamma$, $M_1 < M_2 < \dots < M_j$, $\gamma_j' > 0$, $\bar{\gamma} > 0$) h_j' 는 음의 값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 구한 해에서 헤시안 행렬은 네가티브 데피니트가 된다. 구한 해가 유일하고, 이 점에서의 헤시안 행렬이 네가티브 데피니트이므로 이 해는 전체적 최대값임을 (global maximum) 알 수 있다.

IV. 모의 실험 및 분석

지금까지 기존의 적응 부호 변조 방법과 제안된 방법을 설명하였다. 본 장에서는 앞 장에서 서술한 내용에 대하여 모의 실험을 수행하였다. 먼저 부호 이득이 변조 레벨에 관계없이 일정한 환경에서 성능을 비교하였다. 즉, 부호화 효과를 고려하여 제안한 방법과 기존 방식을 평균 대역폭 효율면에서 비교 분석하였다. 다음, 실제 길쌈부호와 터보부호를 이용해 각 변조 레벨마다 부호이득이 다를 때 이것을 최대로 이용할 수 있는 제안된 방법과 기존의 방법을 비교하였다. 요구된 비트 오율은 같은 상한선을 이용하였으므로 기존과 제안한 방식 모두 비트 오율 제한을 만족한다.

1. 실험 환경

다음의 두 가지를 가정한다. 첫째, 채널은 천천히 변하는 비주파수 선택적 감쇄 환경이고 이 때, 송신단은 정확한 채널 정보를 알고 있다고 가정한다. 둘째로 채널 정보에 대한 전송 지연이 없다. 천천히 변하는 감쇄 조건은 구원상에서 변조 레벨과 송신 전력을 조정할 수 있도록 하기 위한 것이다. 비주파수 선택적 감쇄 조건은 송신 전력 제어에 의해 한 심볼이 다음 심볼에 영향을 주지 않기 위해서이다. 그리고 수신단에서 예측된 채널 값이 송신단에서 사용될 때까지 전송 지연이 있는데 모의 실험에서는 편의상 이러한 전송 지연이 없는 상황으로 가정하였다. 이러한 가정은 IMT-2000에서 (international mobile telecommunication standard) 제시된 데이터 전송 표준의 하나인 마이크로 셀내에서 작동하며 384kbps 전송 속도, 보행자 환경, 2GHz의 반송파 주파수일 때에도 만족된다. 이러한 표준 아래 100kbps, 이동국 속도 4km/h, 반송파 주파수 2GHz, 제이크 모델을 (Jakes' model) 채널 환경으로 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험의 채널 환경에서 도플러 주파수는 7.048Hz이며, 감쇄 지속 시간은 (coherence time)^[10]의 결과를 이용하면

57msec이다. 그리고 마이크로 셀내에서 (0.2 ~ 2km 반경) 통신하므로 rms 지연은 0.5usec이다.^[11] 심볼 지속 시간이 10usec이므로 채널 환경은 아주 천천히 변하는 비주파수 선택적 감쇄 조건에 해당하고, 따라서 전력 및 변조 레벨 조정이 가능하다. 변조 레벨은 0, 4, 16, 64 QAM을 사용하였다. 그리고 채널부호는 길쌈부호와 터보부호를 이용하였다. 길쌈부호는 부호화율 1/2, 구속장 4, 생성 다항식 (7,5)자유도 5인 것을 사용하였고, 터보부호는 이와 거의 같은 복잡도를 가진다고 알려져 있는 인터리버 길이 1024인 랜덤 인터리버, 반복 회수 8, 구속장 4인 것을 사용하였다.

2. 실험 결과

그림 IV.1, IV.2는 모든 변조 레벨에서의 부호이득이 3dB로 같은 이론적인 시스템에서 부호화 효과를 고려하여 제안한 방법과 기존의 방법에서의 대역폭 효율을 산술적으로 구하여 비교한 것이다. 그림 IV.1은 목적 비트 오류율이 10^{-3} 일 때이며, 그림 IV.2는 10^{-6} 일 때이다. 그림 IV.1의 결과에서 제안한 방식의 평균 대역폭 효율이 높음을 볼 수 있다. 그 이유는 제안된 방식이 잉여 비트를 고려하여 설계되었기 때문에 변조 레벨의 영역구간이 달라져서 부호이득이 같을 때에도 기존의 방식과 비교할 때 평균 대역폭 효율이 좋아진다. 그림 IV.2에서도 전체적으로 값이 낮아진 것을 제외하면 그림 IV.2과 같은 경향을 보인다. 이 때, 그림 IV.1보다 전체적으로 대역폭 효율이 떨어진 이유는 10^{-6} 을 목적 비트 오류율로 두었기 때문에 이 요구 조건을 만족시키기 위해서는 같은 채널 상태에서도 10^{-3} 에 비해 낮은 변조 방식으로 할당되기 때문이다.

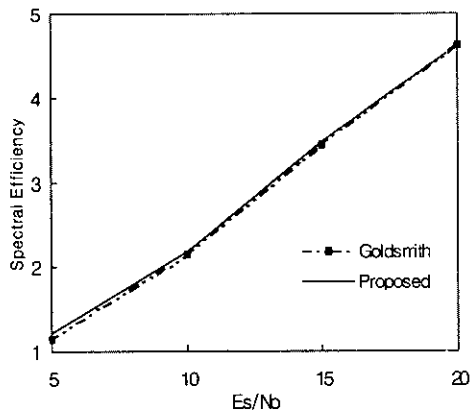


그림 IV.1 타겟 BER 10^{-3} 에서의 평균 대역폭 효율

그림 IV.3은 길쌈부호를 내부 부호화기로 사용하였을 때의 평균 대역폭 효율이다. 이 때 적응 부호 변조의 부호이득은 4, 16, 64-ary QAM에서 각각 3.98dB, 3dB, 3dB로 4-ary 변조에서 그 이상일 때보다 0.98 dB의 부호이득을 더 갖는다. 기존의 방식에서는 모든 변조 레벨에서 평행 천이가 있을 때의 부호 이득인 3dB로 맞추어 송신 전력을 조절한다. 제안된 방식에서는 각 변조 레벨에서의 부호 이득을 최대로 이용하여 송신 전력을 조절하였다. 따라서 그림 IV.3에서 볼 수 있듯이 제안된 방식의 평균 대역폭 효율이 크다. 특히 낮은 신호대 잡음비 영역에서의 성능이 기존의 방법보다 좋은데 그것은 4-ary 변조를 많이 사용하기 때문이다. 즉, 기존의 방식은 4-ary QAM으로 변조할 때, 요구된 목적 비트 오류율을 만족하는 송신 전력보다 더 높게 할당하였고 제안된 방식은 4-ary QAM에서 부호 이득을 최대로 고려하여, 송신 전력이 기존의 방법보다 줄어들었기 때문이다. 이 결과 제안된 방식은 남은 송신 전력으로 대역폭 효율을 높일 수 있었다. 그림 IV.4는 터보부호를 사용하여 모의 실험을 수행한 결과이다. 길쌈부호를 사용했을 때와 마찬가지로의 경향이 나타난다. 내부 부호화기로 터보부호를 사용할 때의 부호이득은 4, 16, 64-ary QAM에서 각각 7.6dB, 3dB, 3dB로 4-ary QAM에서의 부호이득이 훨씬 커진다. 결과적으로 제안한 방식이 부호이득을 최대로 이용하였기 때문에 4-ary QAM이 많이 사용되는 낮은 신호대 잡음비 영역에서 평균 대역폭 효율이 기존의 방식보다 많이 향상되었다.

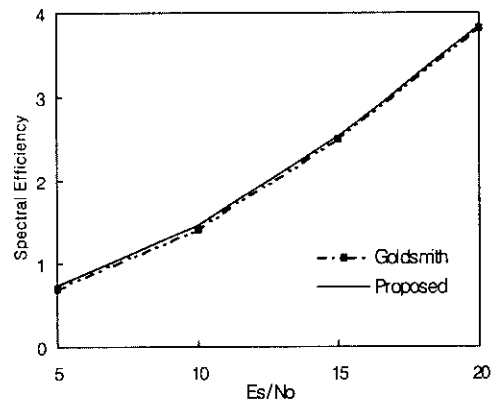


그림 IV.2 타겟 BER 10^{-6} 에서의 평균 대역폭 효율

그림 IV.1 ~ IV.4를 통해 제안한 제어 방식이 평균 대역폭 효율면에서 성능이 좋아짐을 확인하였다.

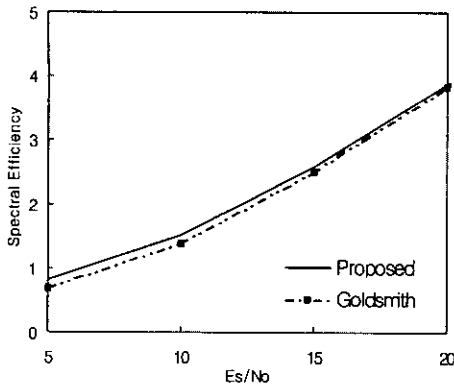


그림 IV.3 길쌈 부호를 사용했을 때의 평균 대역폭 효율

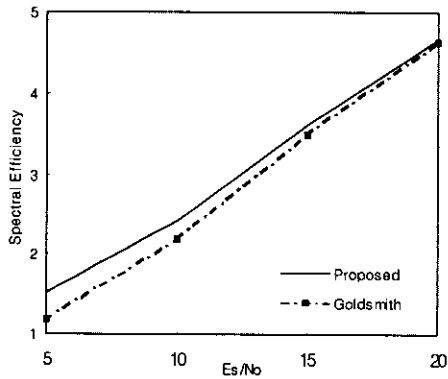


그림 IV.4 터보 부호를 사용했을 때의 평균 대역폭 효율

그림 IV.5는 실험 1~4에서 평균 수신 신호대 잡음비가 5dB일 때의 변조영역을 나타낸 그래프이다. 빗금친 막대 그래프는 기존의 방식이고 빗금이 없는 막대 그래프는 제안한 방식이다. 먼저 실험 1, 2에 대한 그래프는 제안한 방식이 기존의 방식보다 변조 영역이 가운데로 몰려 있다. 즉 제안한 방식이 전송되지 않는 영역(No Transmission)이 큰 반면에 높은 변조 레벨 영역이 많이 있음을 알 수 있다. 기존의 방법은 채널이 아주 나쁜 상태에서도 전송을 위해 많은 송신 전력을 할당하는 반면 제안한 방식은 이러한 송신 전력을 높은 변조 레벨에 할당하여 결과적으로 평균 대역폭 효율이 높아진 것이다. 이렇게 제안한 방식과 기존의 방식의 변조 영역 구간이 차이가 나는 것은 부호화에 의한 잉여 비트를 고려한 평균 대역폭 효율을 최대화 하는 제어 기법을 사용했기 때문이다. 그리고 실험 3, 4에 대한 그래프에서는 부호 이득을 최대한 이용했느냐를 보여주는 그래프로서 제안한 방식이 실험 1, 2와는 달리

데이터를 전송하는 영역 자체가 기존의 방식 보다 큼을 알 수 있다. 이는 제안한 방식이 4-ary 변조 레벨에서 부호 이득을 다 이용했기 때문에 불필요한 송신 전력을 줄일 수 있어 이 만큼 기존의 방식 보다 데이터 전송하는 영역이 많아 졌으며 또 실험 1, 실험2과 같은 이유로 높은 변조 영역이 차지하는 비중이 많아 평균 대역폭 효율이 높음을 알 수 있다.

V. 결론

기존의 적응 부호 변조 방법은 부호화되지 않은 시스템에 적합한 제어 방법을 사용하였다. 이 결과 부호화된 시스템의 대역폭 효율면에서 최적일 수 없었으며, 또한 송신 전력 형태의 한계로 변조 레벨마다 부호이득이 다를 경우, 전력 할당을 최적으로 할 수 없었다. 본 논문에서는 먼저 부호화된 시스템에 맞는 평균 대역폭 효율을 새로 정의하였고, 이렇게 정의된 평균 대역폭 효율을 최대화하는 송신 전력 할당 방식을 이끌어 내었다. 즉, 부호화 시스템에서 평균 대역폭 효율을 최대화하면서 변조 레벨마다 부호이득이 다르더라도 전력 할당을 최적으로 할 수 있는 제어 방식을 제안하였다. 그리고 모의 실험을 통하여 평균 대역폭 효율이 향상되는 것을 확인하였다. 본 논문에서 얻은 결과들은 잡색 현상이 있는 무선 채널에서 요구된 서비스 비트 오율을 만족시키고 적은 전력으로 고속 데이터 전송을 하는 시스템에 적용할 수 있다.

참고 문헌

- [1] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi level/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [2] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimaj shma, "Near shannon limit error-correction coding and decoding: Turbo-codes," *Proc. IEEE ICC '93*, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [3] S. Le Goff, A. Glavieux, and C. Berrou, "Turbo-codes and high spectral efficiency modulation," *Proc. IEEE ICC'94*, pp. 645-649, New Orleans, 1994.
- [4] P. Robertson and T. Worz, "Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using

- punctured component codes," *IEEE JSAC*, 1998.
- [5] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pillara, "Parallel concatenated trellis-coded modulation," *Proc. IEEE ICC'96*, pp. 974-978, 1996.
- [6] A. J. Goldsmith and Soon-Ghee Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [7] A. J. Goldsmith and Soon-Ghee Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 595-602, May 1998.
- [8] A. J. Goldsmith and P. Varaiya, "Increasing spectral efficiency through power control," *Proc. IEEE ICC'93*, Geneva, Switzerland, pp. 600-604, June 1993.
- [9] G. D. Forney, Jr., "Coset codes Part I: Introduction and geometrical classification," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, pp. 1123-1151, Sept. 1988.
- [10] Rappaport, *Wireless communications*, Prentice-Hall, 1996.
- [11] J. Chuang, "The effect of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation," *IEEE JSAC*, June, 1987.

양 우 석(Woo-seok Yang)

정회원



1998년 2월: 연세대학교
전자공학과 졸업
2000년 2월: 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 졸업
2000년 3월~현재: 한국전자
통신연구원

<주관심 분야> 전자공학, 이동통신공학, 위성통신공학

김 형 명(Hyung Myung Kim)

정회원



1974년 2월: 서울대학교 공학사
1982년 4월: 미국 Pittsburgh대학
전기공학과 석사
1985년 12월: 미국 Pittsburgh대
학 전기공학과 공학박사

1986년 4월~1992년 8월: 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 조교수

1992년 9월~2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 부교수

2000년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과
교수

<주관심 분야> 디지털 신호와 영상처리, 다차원시
스템 이론, 비디오신호 전송통신, 이동통신
기술 분야