

레이리 페이딩 채널에서 MPSK와 MQAM을 이용한 적응적 시스템의 성능 분석

정회원 문재경*, 김재원*, 최송인*, 하영호**, 김수중**

Performance Analysis of Adaptive System Using MPSK and MQAM for Rayleigh Fading Channel

Jae-Kyoung Moon*, Jae-Won Kim*, Song-In Choi*, Yeong-Ho Ha**, Soo-Joong Kim**

Regular Members

요약

본 논문은 slowly 레이리 페이딩에서 기존의 ATCMPSK (Adaptive Trellis-Coded Multiple Phase Shift Keying) 시스템을 트렐리스 코딩(Trellis-Coded) MQAM(Multiple Quadrature Amplitude Modulation)을 적용한 적응화 시스템 모델을 제안하였다. 이 제안한 적응화 시스템 모델은 채널 상태에 따라서 프래그메틱 부호화기를 사용하여 부호율과 변조 레벨을 가변하였다

컴퓨터 모의 실험에서는 제안한 ATCMQAM(Adaptive Trellis-Coded MQAM)과 기존의 ATCMPSK(Adaptive Trellis-Coded MPSK) 모델에 대한 성능을 평가하였다. 결론적으로, MQAM을 적용한 시스템이 MPSK를 적용한 시스템에 비해 성능이 비슷할 때, 데이터 출력율면에서 보면 SNR이 증가함에 따라 0.5 ~ 1비트이상 향상 되었다. 또한 코딩 이득(coding gain)도 2 ~ 5dB정도 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose an adaptive trellis-coded Multiple Quadrature Amplitude Modulation(ATCMQAM) applying MQAM as the modulation scheme in the conventional ATCMPSK (Adaptive trellis-coded Multiple Phase Shift Keying) for slowly varying Rayleigh fading channels. The proposed system adaptively controls the coding rate combined with modulation level of pragmatic approach to trellis-coded modulation according to the instantaneous fading channel conditions, and employs MQAM as modulation scheme

Results by computer simulation show that the proposed adaptive model using MQAM can realize higher quality transmission with the improvement more than 0.5 ~ 1bit in average bit rate. And there is a coding gain of 2~5dB, depending on the high SNR value, compared with the conventional adaptive model employing MPSK.

I. 서론

디지털 통신 시스템의 발전으로 멀티 미디어 서비스에 대한 요구가 급증하고 있다. 언제 어디서나 필요한 정보를 얻고자 하는 사용자들의 욕구를 충족시키기 위해서 현재의 한정된 전파 자원을 이용

하는 새로운 기술이 필요하게 되었다. 한정된 전파 자원으로 최소의 전력과 전송의 질을 저하시키지 않으면서 멀티 미디어 서비스를 제공하기 위해서는 에러 제어 기술 및 주어진 대역폭에서 더 많은 정보를 보낼 수 있는 기술이 필요하게 되었다.

실제로 무선 채널은 시변 다중 경로 페이딩의 특

* 한국전자통신연구원 무선방송연구소 동시시스템기술연구부 시험기술개발팀(jkmoon@amadeus.etri.re.kr)

** 경북대학교 전기전자공학부

논문번호: 98325-0803, 접수일자: 1999년 8월 3일

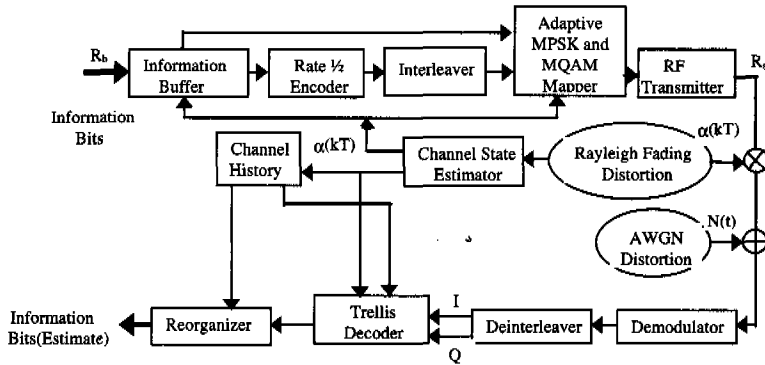


그림 1. 적응화 시스템 모델

성을 나타낸다. 종래의 방식들은 시간적으로 변하는 이동통신 채널특성을 이용하지 않고 데이터를 고정 속도로 전송함으로써 한정된 전파 자원을 적응적으로 이용하지 못하였다. 그러나 최근에 시간적으로 변하는 무선 채널의 성질을 이용하여 전송율을 높이기 위한 적응화 방식이 제안되어 왔다^{[1]-[3]}. 이러한 적응화 방식으로는 MPSK(Multiple Phase Shift Keying) 계열에 트렐리스 부호 속도를 채널 상태에 따라서 적응적으로 가변하는 ATCMPSK (Adaptive Trellis-Coded Multiple-Phase-Shift Keying : ATCMPSK) 시스템이 있다^[3]. 이 적응화 시스템은 요구되어지는 성능을 만족시키면서 데이터 전송율을 향상시킬 수 있었다.

본 논문에서는 주파수 이용 효율이 우수한 MQAM (Multiple Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식을 적용한 적응화 시스템을 제안하였다. 제안한 ATCMQAM 시스템과 Alamouti의 ATCMPSK 시스템과의 성능 및 데이터 출력율을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 비교 분석하였다. MQAM의 변조 레벨은 8, 16 및 32를 사용하였다. 변조 레벨 32를 도입한 이유는 제안한 적응화 시스템의 적응화 영역을 세밀히 나눔으로써 데이터 출력율을 향상시킬 수 있기 때문이다. 기존의 ATCMPSK 시스템에서는 변조 레벨 32를 도입하지 않았다. 그 이유는 레일리 페이딩 채널에서 32PSK의 성능이 매우 열화되기 때문이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존의 적응화 시스템 모델을 제시하고, MQAM 변조 방식을 적용하는 적응화 시스템을 제안하였다. 각각의 변조 방식에 대한 맵핑 방식을 설명하였으며, 그 중에서 가장 우수한 방식을 채택하였다. 또한 채널 상태 정보에 의한 적응화 알고리즘을 기술하고, 시스

템에서 사용하는 인터리빙과 디인터리빙 방식을 제시하였다. 3장에서는 제안하는 시스템 모델과 기존의 시스템을 비교하기 위한 컴퓨터 모의 실험 결과를 제시하였다. 마지막으로, 4장에서는 결론으로 끝맺었다.

II. 적응화 시스템 모델

(M/ 적응화 시스템 모델의 블럭도는 그림 1과 같다. 기존의 적응화 시스템 모델은 변조방식으로 MPSK를 사용하였고, 제안한 적응화 시스템 모델은 변조방식으로 MQAM을 이용하였다. 변조방식 MQAM과 MPSK를 평균 전력면에서 비교해 보면 다음과 같다^[6]. 이 두 변조 방식에서 동일한 성능을 얻기 위해 변조 레벨 M을 증가시키면, MPSK는 평균전력이 $(M/\pi)^2$ 만큼 증가하는 반면 MQAM은 평균 전력이 $2(M-1)/3$ 만큼만 증가하면 된다. 즉 M이 증가할수록 같은 전력으로 신호를 보냈을 때 MQAM이 여러 성능이 우수함을 알 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 8PSK 대신에 8QAM을 사용하였고 16PSK 대신에 16QAM을 사용하였다. 또한 적응화를 좀 더 세밀하게 하기 위해 32QAM까지 도입하였다.

시스템의 각 블럭 기능을 살펴보면, 정보 비트가 부호율 1/2인 콘볼루션 부호화기로 입력된다. 그리고 인터리버를 거쳐서 적응적으로 부호화된 심볼을 형성하기 위해서 CSI(Channel State Information)에 의해 적절한 수의 정보 비트와 결합한다. 부호화된 채널 심볼은 매핑 방법에 따라 기저 신호로 변환한다. 이렇게 변환된 기저 신호를 RF에 실어서 송신한다. 송신된 신호는 레일리 페이딩 채널과 AWGN을 거치게 된다. 수신단의 복조기(Demodulator)는

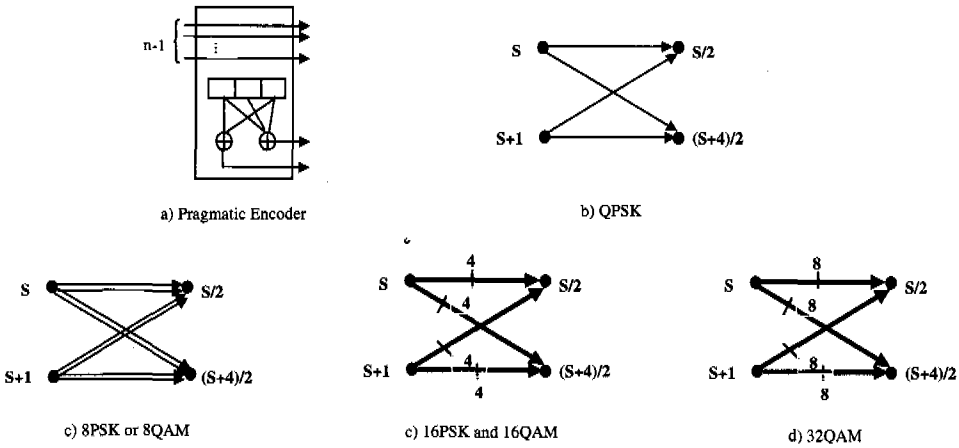


그림 2. QPSK, 8-PSK(8QAM), 16-PSK(16QAM) and 32QAM에 대한 프래그메틱 부호화기 및 트렐리스 구조

수신된 신호를 기저대역의 in-phase(I) 와 quadrature-phase(Q) 성분으로 복원을 한다. 그리고 디인더리버로 보내져서 1/2 부호화된 심볼의 올바른 순서로 재정렬한다. 적응 MPSK 또는 MQAM 매핑 블럭에서 첨가된 정보 비트의 순서는 복호 단계를 거친 후에 정렬된다. 최종적으로, 복호화기는 송신기에서 다른 부호율로 데이터를 전송하므로 기존의 부호율 1/2 비터비 부호화기를 변형하여 구현하였다. 복호된 데이터는 재정렬단(Reorganizer)에서 정보열의 원래 순서를 복원한다.

본 논문에서는 페이딩 채널의 모델로서 Jakess 모델을 사용하였다. 페이딩 과정의 진폭 크기는 식 (1)의 확률 밀도 함수로서 Rayleigh 분포이고 위상은 균일 분포이다.

$$f(a) = sa(-a^2), a \geq 0. \tag{1}$$

수신기에서 수신 신호의 채널에 대한 왜곡은 수신기에서 완전히 보상이 되며, 비터비 부호기에서 브랜치 메트릭 (Branch metric)을 계산시 식 (2)와 같이 가우시안 메트릭을 사용한다. 가우시안 메트릭은 페이딩 왜곡을 메트릭 계산에 고려함으로써 성능을 향상시킬 수 있다.

$$m_i = |y_i - a_i x_i|^2 \tag{2}$$

1. 프래그메틱(Pragmatic) 부호화기와 변조 방식(MPSK, MQAM)에 따른 매핑

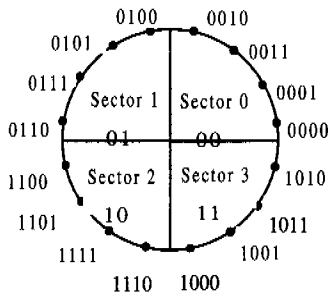
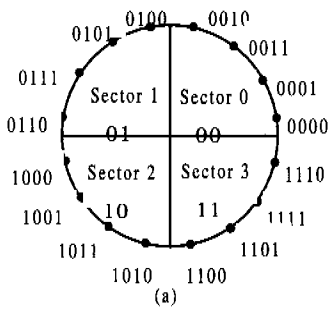
비터비가 트렐리스 코디드 변조 방식에 프래그메틱 접근을 제안하였다^[6]. 프래그메틱 부호화기로는

부호율 1/2 부호화기와 MPSK 및 MQAM 신호 변조와 결합하여 부호율 $n/(n+1)$ 인 트렐리스 코디드 방식을 구현하였다^[7]. 이때 M 은 $2n+1$ 이다. 이러한 방식은 1/2 부호율을 가지는 부호화기와 복호기로서 병렬 가지 복호에 대한 적절한 수정을 함으로써 여러 종류의 부호율을 갖는 트렐리스 코드를 얻을 수 있다. 또한 기존의 VLSI로 구현된 복호화기(부호율 1/2)를 이용하여 프래그메틱 부호기를 구현할 수 있다. 그림 2(a) 에서 처럼 프래그메틱 부호화기는 부호화 비트와 부호화되지 않은 비트로 구성된다. 본 논문에서는 부호율 1/2을 사용하므로 부호화 비트는 2비트이고 나머지 부호화하지 않은 비트 수로써 출력 비트를 결정하게 된다. 그림 2(b) ~ (d)는 출력 비트에 대해서 각각 PSK 또는 QAM으로 매핑한 경우의 트렐리스 구조이다. QPSK로 매핑한 경우는 병렬가지가 발생하지 않고 8PSK 및 8QAM으로 매핑한 경우는 부호화하지 않은 비트가 1비트 존재하므로 병렬가지가 2(21)개 발생한다. 또한 16PSK 및 16QAM 경우는 부호화하지 않은 비트가 2비트이므로 병렬가지가 4(22)개 발생한다. 32QAM 경우는 부호화하지 않은 비트가 3비트이므로 병렬가지가 8(23)개 발생한다.

트렐리스 코디드 변조 후 신호의 매핑을 하게 된다. 이때 신호를 매핑하는 방식에 따라 성능 차이가 있다. 16PSK에 대한 매핑 방식으로 그림 3에 sectorized-gray-coded와 double-gray-coded 두가지가 있다^[3]. 프래그메틱 부호화기에서 출력되는 비트 중 부호화된 비트는 신호 매핑 영역에서 LSB 2비트를 결정하고 부호화되지 않은 비트는 MSB 2비트를 결정하며 동시에 색터를 결정한다. 그림 3에서

보면 병렬 가지는 LSB 2비트가 같은 경우에 해당한다. Sectorized-gray-coded 매핑 방식은 인접 섹터 간에 병렬가지에 속하는 신호들이 서로 2비트 차이가 생기는 경우가 발생한다. 이에 반해 Double-gray-coded 매핑 방식은 1비트 차이가 생긴다. 일반적으로 대부분의 에러가 인접 섹터에서 발생하므로 인접 섹터간의 비트 차이가 적은 것이 에러 성능을 향상시킨다. 그러므로 신호 매핑 방식으로 Double-gray-coded 를 채택하였다.

MQAM의 매핑 방식은 크게 두가지로 구분된다^[8]. 첫째로 Gray mapping이고 두번째로 Ungerboeck mapping 이다^[8].

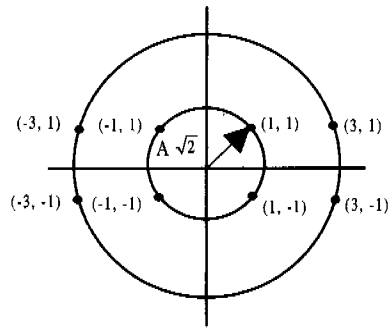


(a) Sectorized-gray-coded
(b) Double-gray-coded

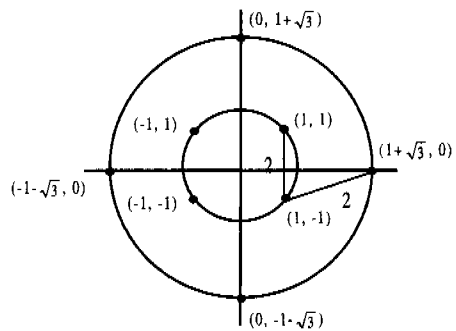
그림 3. Double Gray Mapping for 16PSK

16QAM의 신호배치에서 비트 매핑은 그림 5에 주어진다. 각 매핑에 대해 실험한 결과, Ungerboeck mapping이 Gray mapping보다 약간의 성능 향상이 있었으며, Ungerboeck mapping에 병렬가지를 고려한 제안한 mapping인 경우 더 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 그러므로 본 논문에서는 그림 5(c)의 제안한 mapping방식을 사용하였다. 32QAM일 경우는 Ungerboeck mapping을 사용하였다. 또한 신호 배치에 따라라도 성능 차이가 발생한다. 그림 4의 8QAM 신호 배치에서 실험 결과, (b)의 평균전력이

4.73A2인 것이 (a)의 6A2보다 성능이 더 좋다^[6].



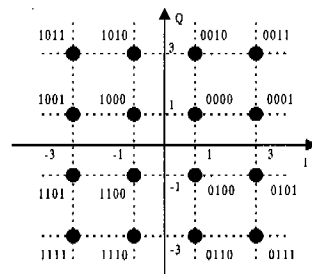
(a)



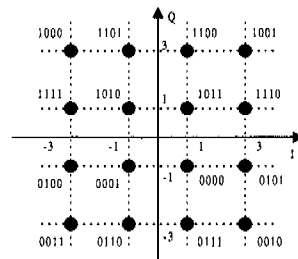
(b)

(a) 평균 전력이 6A2
(b) 평균 전력이 4.73A2

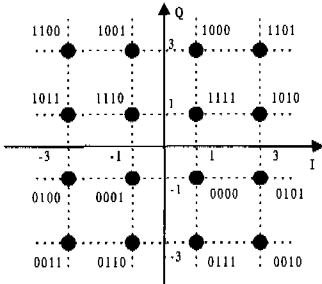
그림 4. 평균 전력이 다른 8QAM 신호 배치(constellation)



(a) Gray mapping



(b) Ungerboeck mapping



(c) 제안한 mapping : Ungerboeck mapping에 병렬가자를 고려한 경우

그림 5. 16QAM mapping

2. 채널 상태 정보의 의한 적응화 방식

적용화 알고리즘은 채널 상태 정보에 의해 가변된다. 이러한 가변 방식을 결정짓는 적응화 임계값 (Threshold)은 식 (3)과 같다.

$$SNR_i = \alpha_i^2 (E_s / N_0) \tag{3}$$

여기서 α_i^2 는 페이딩 크기이다. SNR_i 는 순시 SNR값이고

기존의 ATCMP $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$ 라고 하면 순시 SNR_i 값이 어떤 영역에 속하는가에 따라 적응화 방식이 결정된다. SK에서 적응화 임계값을 각각

- 1) 세번 반복 모드 $0 \leq SNR_i < \mu_1$, $r=1/2$ TCQPSK 방식,
- 2) 두번 반복 모드, $r = \mu_1 \leq SNR_i < \mu_2$, $1/2$ TCQPSK 방식,
- 3) $r = 1/2$ TCQPSK 방식, $\mu_2 \leq SNR_i < \mu_3$
- 4) $r=2/3$ TC8PSK 방식, $\mu_3 \leq SNR_i < \mu_4$
- 5) $r = 3/4$ TC16PSK 방식, $\mu_4 \leq SNR_i$

제안한 ATCMQAM시스템에서 적응화 임계값을 각각 $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4, \mu_5$ 라고 하면 순시 SNR_i 값이 어떤 영역에 속하는가에 따라 적응화 방식이 결정된다.

- 1) 세번 반복 모드, $r=1/2$ TCQPSK 방식, $0 \leq SNR_i < \mu_1$
- 2) 두번 반복 모드, $r = 1/2$ TCQPSK 방식, $\mu_1 \leq SNR_i < \mu_2$
- 3) $r = 1/2$ TCQPSK 방식, $\mu_2 \leq SNR_i < \mu_3$
- 4) $r=2/3$ TC8QAM 방식, $\mu_3 \leq SNR_i < \mu_4$

- 5) $r= 3/4$ TC16QAM 방식, $\mu_4 \leq SNR_i < \mu_5$
- 6) $r=4/5$ TC32QAM 방식, $\mu_5 \leq SNR_i$

3. 인터리빙과 디인터리빙

인터리빙은 레일리 페이딩 채널을 거친 신호의 샘플들 사이의 상관관계를 효과적으로 제거한다. 인터리빙을 함으로써 복호시 심한 페이딩의 영향으로 버스트 에러가 생기는 것을 막을 수 있다. 종래의 인터리빙과 디인터리빙 방식은 적응화 시스템에는 적합하지 않다. 왜냐하면 메모리에 저장하는 시간때문에 인터리빙된 신호를 전송할 시점에서는 채널 상태가 이미 변해있기 때문이다. 본 논문에서 사용한 시스템 모델 ATCMPSK 및 ATCMQAM에 적합한 인터리빙 구조를 그림 6에 나타내었다^[3]. 정보 비트가 부호화기로 입력되고 부호화된 심볼이 인터리버로 전달되어 저장된다. 채널 추정기로부터 CSI (Channel State Information : CSI) 를 받아서 적절한 적응화 방식을 선택한다. 이로부터 적절한 수의 정보 비트를 인터리빙된 심볼과 결합하여 신호 매핑을 거친 후 채널 심볼을 형성하게 된다.

수신기에서 디인터리빙 구조는 그림 7과 같다^[3]. 수신된 심볼은 메모리에 저장되고 디인터리빙을 한 후 비터비 복호화에 입력된다. 실제로 복호화된 비트는 원래의 정보 비트와 순서가 맞지 않다. 그것은 신호 매핑단에서 정보 비트를 채널 상태에 따라서 첨가했기 때문이다. 그러므로 채널 추정기로부터 채널 상태에 따라서 복호된 비트를 재정렬할 필요가 있다.

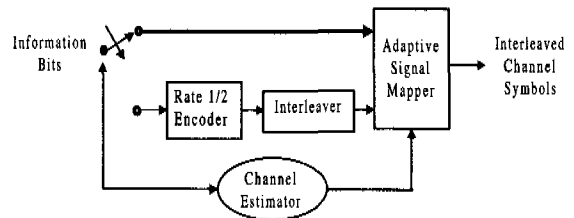


그림 6. ATCMPSK의 인터리버 구조

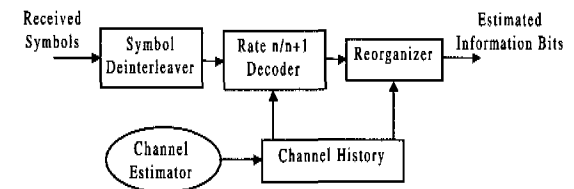


그림 7. ATCMPSK의 디인터리버 구조

III. 실험 결과

1. 에러 임계값에 따른 영향

에러 임계값은 페이딩이 없는 상황 즉 AWGN 채널에서 각각의 적응화 방식에 대한 성능을 평가함으로써 도출할 수 있다. ATCMPSK 계열에 대한 성능평가를 한 결과 그림 8과 같이 나타난다. 또한 원하는 BER 성능에 따라 적응 임계값 (threshold) 을 표 1에 나타냈다.

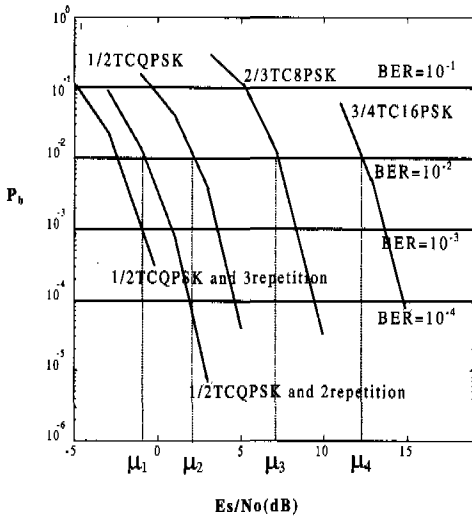


그림 8. BER에 따른 ATCMPSK에 대한 적응 임계값

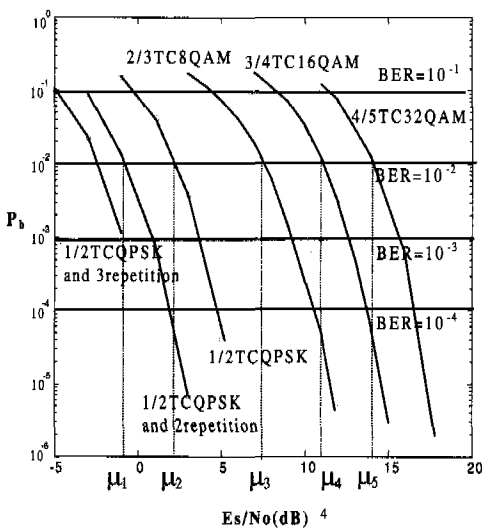


그림 9. BER에 따른 ATCMQAM에 대한 적응임계값

표 1. ATCMPSK의 원하는 BER에 따른 적응 임계값

Required BER	μ_1	μ_2	μ_3	μ_4
error roof=10-1	-3.	0.	5.	10.7
error roof=10-2	-0.8	2.2	7.	12.5
error roof=10-3	0.9	3.8	8.2	13.6
error roof=10-4	2.0	5.	9.	14.6

제한한 ATCMQAM시스템에 대한 성능 평가는 그림 9에 나타내었다. 또한 원하는 BER에 대한 적응 임계값은 표 2에 주어진다. 프래그메틱 부호화기에 MQAM계열을 적용한 것과 MPSK계열을 적용한 것을 비교해 보면 8QAM과 8PSK는 성능이 비슷하고 16QAM은 16PSK보다 성능이 1.5dB정도 우수하다. 그리고 적응화의 동적 영역을 넓혀 주기 위해서 MQAM방식에서는 32QAM을 도입하였다. 적응화의 동적 영역을 넓혀 줌으로써 보다 효율적으로 채널 상태를 이용할 수 있으며, 데이터 출력율 또한 향상된다. 따라서 ATCMQAM은 적응 임계치가 5개가 된다.

표 2. ATCMQAM의 원하는 BER에 따른 적응 임계값

Required BER	μ_1	μ_2	μ_3	μ_4	μ_5
error roof=10-1	-3.	0.	5.	8.21	11.38
error roof=10-2	-0.8	2.2	7.	11.0	13.98
error roof=10-3	0.9	3.8	8.2	12.5	15.6
error roof=10-4	2.0	5.	9.	13.7	16.5

2. 이상적인 인터리빙에 의한 성능 곡선

위의 두 가지 방식을 레이터 페이딩 채널 환경하에서 이상적인 인터리빙을 한 경우 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 먼저 ATCMPSK에 대한 성능 곡선은 그림 10(a)에 원하는 BER에 대해서 평균 Es/No에 대한 비트 오류율을 나타내었다. 그리고 그림 10(b)는 원하는 BER에 대해서 평균 Es/No에 대한 데이터 출력율을 나타내었다. 비트 오류율과 데이터 출력율은 서로 tradeoff관계에 있다. 시스템에 따라서 알맞은 적응 임계값을 적용해야 한다. 만약 시스템이 높은 SNR에서 동작한다면 원하는 BER을

낮은 것으로 사용하는 것이 이득이다.

두번째로 ATCMQAM에 대한 성능곡선은 그림 11에 나타내었다. ATCMPSK에 비해 SNR이 높을 때 성능이 약간 저하됨을 알 수 있다. 이것은 32QAM을 적용했기 때문이다. 그러나 데이터 출력율은 QAM을 적용한 것이 향상됨을 알 수 있다. 즉 ATCMPSK에서 BER=10⁻²의 성능을 ATCMQAM에서 얻으려면 BER=10⁻³의 적용 임계치를 적용하면 된다. 데이터 전송율 측면에서는 원하는 BER 임계값을 낮추더라도 ATCMPSK에 비해 SNR이 증가할수록 0.5비트 정도 더 높다. 즉 상호 tradeoff관계가 있으므로 시스템의 목적에 맞게 방식을 선택할 수 있다.

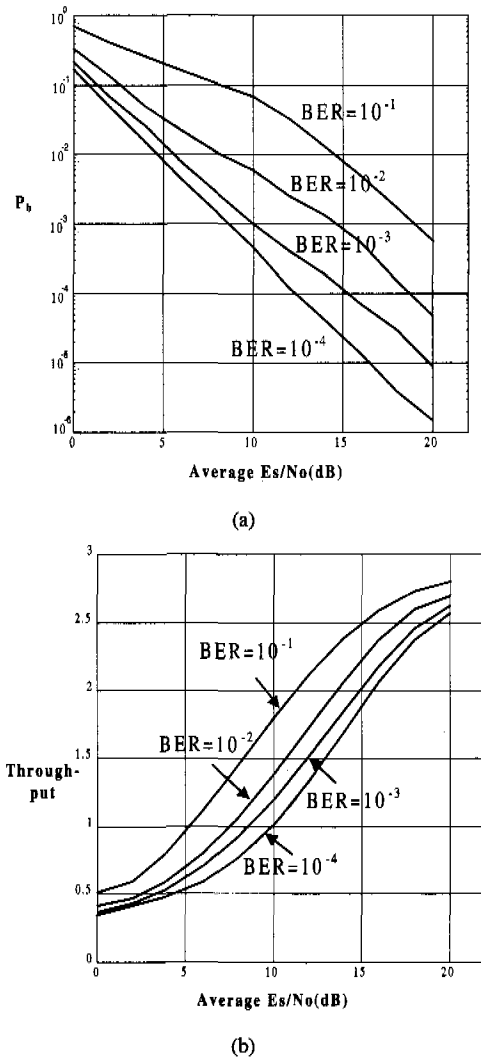


그림 10. 원하는 BER에 따른 이상적 인터리빙인 경우 ATCMPSK의 BER 성능과 데이터 출력율

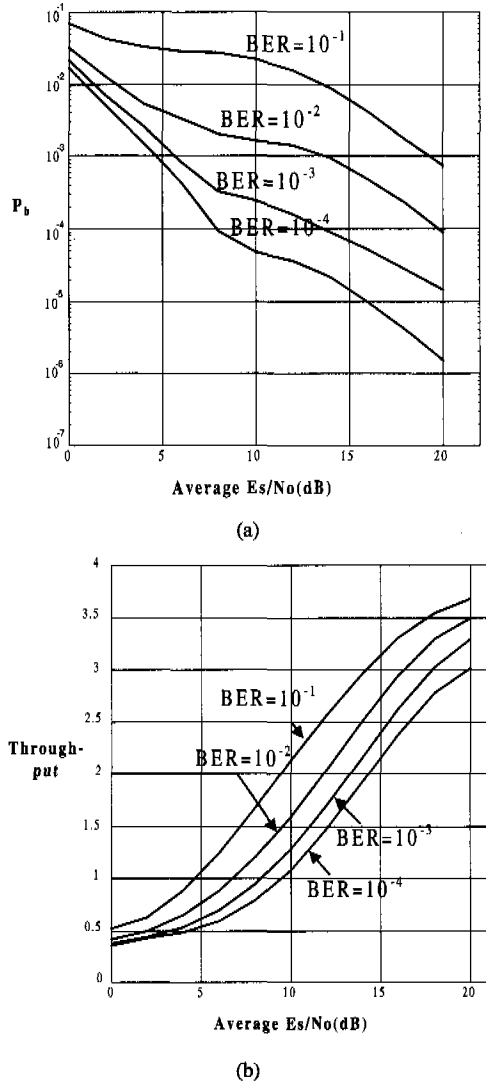
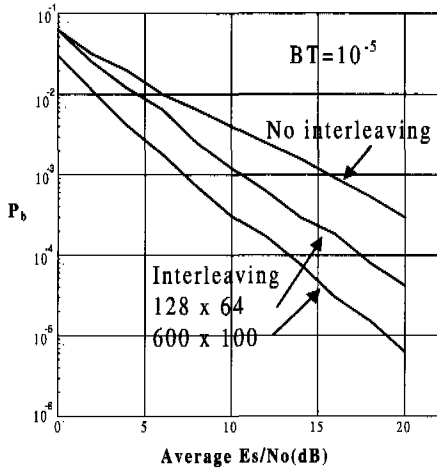


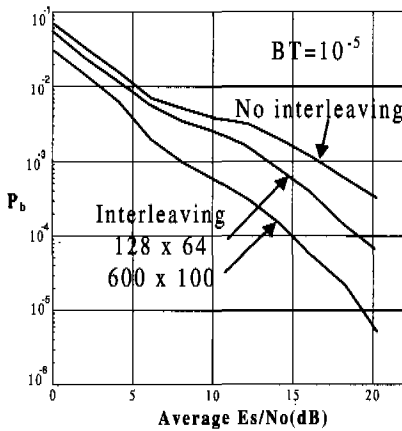
그림 11. 원하는 BER에 따른 이상적 인터리빙인 경우 ATCMQAM의 BER 성능과 데이터 출력율

3. 인터리빙 크기 가변에 의한 성능 곡선

페이딩율(fdTs)이 10⁻⁵일 때의 성능 곡선을 각각의 방식에 대해서 그림 12에 나타내었다. 여기서 도플러 주파수(fd)는 5Hz로 하였다. 모의 실험에서는 인터리빙을 하지 않았을 경우와 인터리빙 크기 depth를 128, span을 64로 하였을 경우와 depth를 600, span을 100로 하였을 경우 각각에 대해 수행하였다. 앞 절에서 언급한 바와 같이 ATCMPSK는 적용 임계치를 BER=10⁻²으로 적용하였고, ATCMQAM은 적용 임계치를 BER=10⁻³을 적용하였다. 비슷한 성능으로 데이터 전송율은 0.5비트 이상 증가하였다.



(a)



(b)

그림 12. 인터리빙을 한 경우 ATCMPSK(a)와 ATCMQAM (b)의 BER 성능

IV. 결론

컴퓨터 모의실험 결과, ATCMQAM방식이 ATCMPSK방식과 비교시 비슷한 성능을 기준으로 했을 때 데이터 출력율이 향상 됨을 알 수 있었다. 즉 ATCMPSK에서 BER=10⁻²의 성능을 ATCMQAM에서 얻으려면 BER=10⁻³의 적응 임계치를 적용하면 된다. 이때 데이터 전송율 측면에서 보면 ATCMQAM 적응화 시스템은 비슷한 성능에서 ATCMPSK시스템에 비해 SNR이 증가할수록 0.5~1 비트 이상 더 높다.

본 논문에서는 채널 상태에 따라서 심볼 단위로 부호율과 변조를 적응적으로 가변함으로써 고정율로 데이터를 전송할 때에 비해서 성능을 저하시키지

않으면서 throughput을 향상시킬 수 있음을 보여 주었다. 앞으로 해결해야 할 문제는 실시간 처리를 할 경우 채널 모델을 결정하고 채널 상태 정보를 정확히 예측하는 것이다. 이러한 문제를 계속해서 연구할 예정이다.

참고 문헌

- [1] D. C. Cox and H. W. Arnold, Universal digital portable radio communications : A system perspective, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-5, pp.764-773, June 1987.
- [2] D. C. Cox, Portable digital radio communications, *IEEE Commun. Mag.*, pp.30-40, July 1989.
- [3] S. M. Alamouti and S. Kallel, Adaptive Trellis-Coded Multiple-Phase-Shift-Keying for Rayleigh Fading Channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, NO. 6, pp. 2305-2314, June 1994.
- [4] Ue, S. Sampei, and N. Morinaga, "Symbol Rate Controlled Adaptive Modulation/TDMA/TDD for Wireless Personal Communication Systems," *IEICE trans. commun.*, vol. E78-B, no. 8, pp. 1117 - 1124, Aug. 1995.
- [5] S. Sampei and K. Feher, "Improvement of delay spread immunity by using symbol timing synchronization based on maximum likelihood estimation for 16QAM/TDMA diversity receivers," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 22, pp. 1917-1918, Oct. 1993.
- [6] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGRAW-HILL INTERNATIONAL EDITIONS, 1995, pp. 278-282.
- [7] A. J. Viterbi, J.K. Wolf, E. Zehavi and R. Padovani, A Pragmatic Approach to Trellis-Coded Modulation, *IEEE Commu. Mag.*, pp. 11-19, July 1989.
- [8] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*. New York: Macmillan, 1991. ch. 4.
- [9] S. M. Alamouti, Adaptive trellis-coded modulation for mobile communications, *M.A.Sc. thesis*, Univ. British Columbia, Canada, 1991.

