

주파수 비선택성 채널에서 MPSK와 MQAM을 이용한 적응적 시스템 모델의 성능 해석

Performance Analysis of Adaptive System Model using MPSK and MQAM for Frequency Nonselective Channel

문 재 경

Jae-Kyoung Moon

요 약

본 논문은 slowly 레일리 페이딩에서 트렐리스 코디드(Trellis-Coded) MQAM(Multiple Quadrature Amplitude Modulation)을 적용한 적응화 모델을 제안하였다. 이 제안한 적응화 모델은 변형된 1/2 콘볼루션 부호화를 사용하여 부호율을 가변하였고 이에 대응하는 비터비 복호기를 사용하였다. 채널상태에 따라서 부호율과 변조 레벨을 가변하여 데이터 전송율을 향상시켰다.

컴퓨터 모의 실험은 제안한 ATCMQAM(Adaptive Trellis-Coded MQAM)과 기존의 ATCMPSK(Adaptive Trellis-Coded MPSK) 모델을 수행하였다. 이상적으로 인터리빙을 한 경우와 실제 레일리 페이딩 채널에서 인터리빙 크기를 가변한 경우에 대해서 모의실험하여서 각각의 성능과 데이터 출력율을 도시하였다. 결론적으로 MQAM을 사용한 경우가 MPSK와 비슷한 성능을 유지하면서 데이터 출력율을 SNR이 증가할수록 0.5~1 비트 이상 향상시킬 수 있었다.

Abstract

In this paper, we propose an adaptive trellis-coded Multiple Quadrature Amplitude Modulation (ATCMQAM) 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 0.5~1 bit in average bit rate, and there is a coding gain of 2~5 dB, depending on the high SNR value, compared with the conventional adaptive model employing MPSK.

I. 서 론

디지털 통신 시스템의 발전으로 멀티 미디어 서

비스에 대한 요구가 급증하고 있다. 언제 어디서나 필요한 정보를 얻고자 하는 사용자들의 욕구를 충족시키기 위해서 현재의 한정된 전파 자원을 이용하는 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 시간적으로 변하는 다중 경로 페이딩의 특성을 나타낸다. 기존의 방식은 시간적으로 변하는 이동통신 채널특성을 이용하지 않고 데이터를 고정 속도로 전송하였다. 즉 한정된 전파 자원을 지능적으로 이용하지 못하였다. 그래서 무선 채널의 시간적으로 변하는 성질을 이용하여 전송율을 높이기 위한 적응적 방식이 제안되어 왔다^[1]~^[3]. Alamouti가 제안한 방식^[3]은 MPSK(Multiple Phase Shift Keying) 계열에 트렐리스 부호 속도를 채널 상태에 따라서 적응적으로 가변(Adaptive Trellis-Coded Multiple-Phase-Shift Keying : ATCMPSK)하는 것이다. 이렇게 함으로써 원하는 성능을 만족하면서 데이터 전송율도 높일 수 있다.

이러한 시스템 모델에 또 다른 다차 변조방식인 MQAM(Multiple Quadrature Amplitude Modulation)을 적용한 경우의 성능을 비교·분석하였다. 채널 변수를 추정하여 보상할 수 있으면 PSK 계열보다 QAM 계열이 주파수 이용효율이 더 좋다. 그래서 본 논문에서는 QAM의 레벨을 8, 16 그리고 32 레벨을 이용하여 적응화하는 실험을 하였다.

본 논문의 구성은 PSK 계열과 QAM 계열 각각에 대해서 채널 변화에 따른 적응화를 위해서 AWGN 상황에서 각 방식의 성능을 구하고 이것으로부터 시스템에 따라서 원하는 적응 임계값을 도출한다. 그리고 인터리빙이 이상적인 경우와 그렇지 않은 경우 인터리빙 크기를 가변하면서 성능을 도시하였다.

II. 적응화 시스템 모델

적응화 시스템 모델의 블록도는 그림 1과 같다. 정보 비트가 부호 속도 1/2인 콜볼루션 부호화기

로 입력된다. 그리고 인터리버를 거쳐서 적응적으로 부호화된 심볼을 형성하기 위해서 CSI(Channel State Information)에 의해 적절한 수의 정보 비트와 결합한다. 그리고 부호화된 채널 심볼은 매핑 방법에 따라 기저 신호로 변환한다. 이렇게 변환된 기저 신호를 RF에 실어서 송신한다. 채널은 레일리 페이딩과 AWGN을 거치게 된다. 수신단에서는 복조기(Demodulator)는 수신된 신호를 기저대역의 in-phase(I)와 quad-rature-phase(Q) 성분으로 복원을 한다. 그리고 디인터리버로 보내진다. 여기서 1/2 부호화된 심볼의 올바른 순서로 재정렬한다. Adaptive MPSK 또는 MQAM 매핑 블록에서 첨가된 정보 비트의 순서는 복호 단계를 거친 후에 정렬된다. 최종적으로 복호화기에서 송신기에 다른 부호 속도로 데이터를 전송했으므로 기존의 부호속도 1/2 비터비 복호기를 변형하여 구현한다. 복호된 데이터를 재정렬단(Reorganizer)으로 보낸다. 여기서 정보열의 원래 순서를 복원한다.

본 논문에서 사용한 페이딩 채널의 모델은 Jakes's 모델이다. 페이딩 process의 envelope는 확률 밀도 함수가 식 (1)과 같은 Rayleigh 분포이다.

$$f(\alpha) = 2\alpha \exp(-\alpha^2), \alpha \geq 0 \quad (1)$$

페이딩 신호의 위상은 균일 분포이고 수신 신호에서 위상 영향과 진폭 왜곡은 수신기에서 완전히

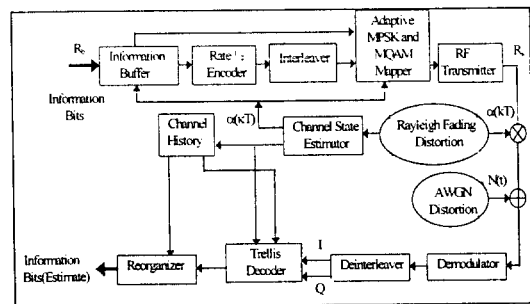


그림 1. 적응화 시스템 모델

보상된다. 그리고 비터비 복호기에서 브랜치 메트릭(Branch metric)을 구할 때 가우시안 메트릭을 사용한다. 가우시안 메트릭은 다음과 같다. 페이딩 왜곡을 메트릭 계산에 고려함으로써 성능을 향상시킨다.

$$m_i = |y_i - \alpha_i x_i|^2 \quad (2)$$

2-1 프래그메틱(Pragmatic) 부호화기와 변조방식(MPSK, MQAM)에 따른 매핑

비터비가 트렐리스 코디드 변조 방식에 프래그메틱 접근을 제안하였다^[7]. 프래그메틱 부호화기는 부호 속도 1/2 부호화기와 MPSK 및 MQAM 신호 변조와 결합하여 부호 속도 $n/(n+1)$ 인 트렐리스 코디드 방식을 구현하는데 목적이 있다. 이때 M 은 2^{n+1} 이다. 이러한 접근의 주된 장점으로서는 한 개의 부호 속도 1/2 부호화기와 복호기로서 병렬 가지 복호에 대한 적절한 수정을 함으로써 여러 종류의 부호 속도를 갖는 트렐리스 코드에 대한 성능을 얻을 수 있다. 그리고 기존의 VLSI로 구현된 복호화기(부호 속도 1/2)를 이용하여 프래그메틱 복호기를 구현할 수 있다는 장점이 있다. 그림 2(a)에서 보듯이 프래그메틱 부호화기는 부호화 비트와 부호화되지 않은 비트로 구성된다. 여기서 부호 속도

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 8 PSK(8 QAM)로 매핑한 경우는 부호화하지 않은 비트가 1비트 존재하므로 $2(2^1)$ 개 발생한다. 또한 16 PSK(16 QAM) 경우는 부호화하지 않은 비트가 2비트이므로 $4(2^2)$ 개 발생한다. 그리고 32 QAM 경우는 부호화하지 않은 비트가 3비트이므로 $8(2^3)$ 개 발생한다. 신호를 매핑하는 방식에 따라 서로 성능에 차이가 생긴다. 16 PSK에 대한 매핑 방식으로 그림 3에 sectorized-gray-coded와 double-gray-coded 두 가지가 있다. 프래그메틱 부호화기에서 출력되는 비트 중 부호화된 비트는 신호 매핑 영역에서 LSB 2비트를 결정하고 부호화되지 않은 비트는 MSB 2비트로서 신호 매핑 영역에서 섹터를 결정한다. 그림 3에서 보면 병렬가지는 LSB 2비트가 같은 경우에 해당한다. Sectorized-gray-coded 매핑 방식은 인접 섹터간에 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

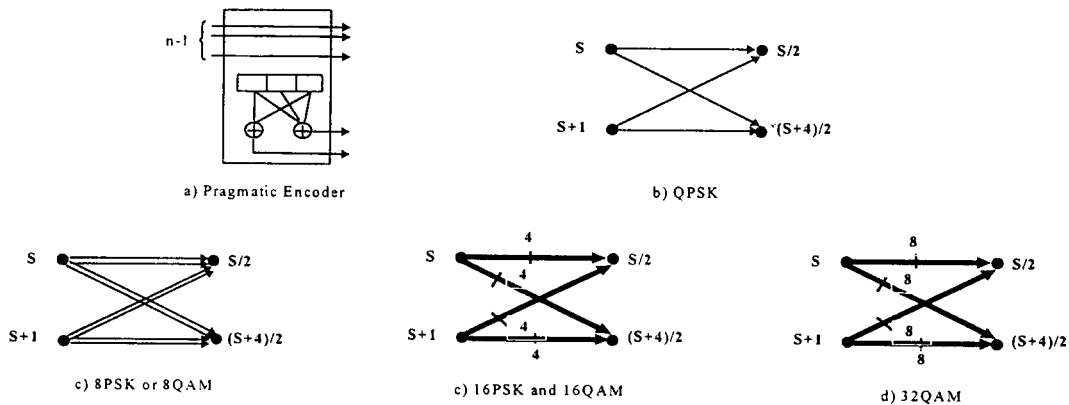


그림 2. QPSK, 8-PSK(8 QAM), 16-PSK(16 QAM) and 32 QAM에 대한 프래그메틱 부호화기 및 트렐리스 구조

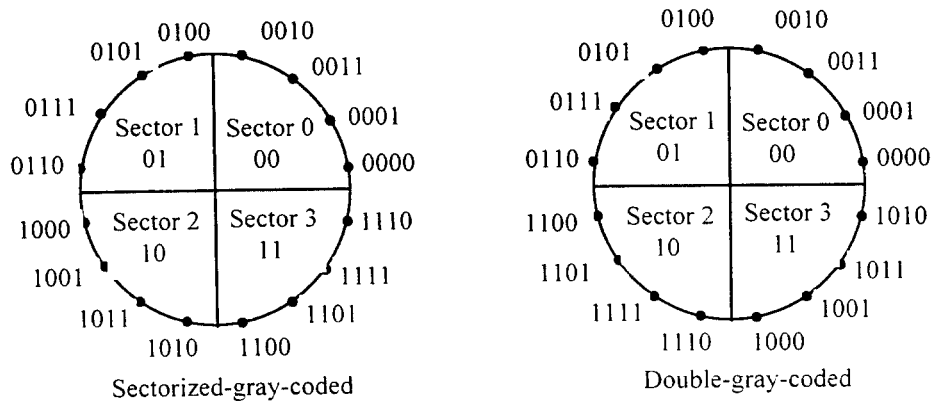


그림 3. Double Gray Mapping for 16 PSK.

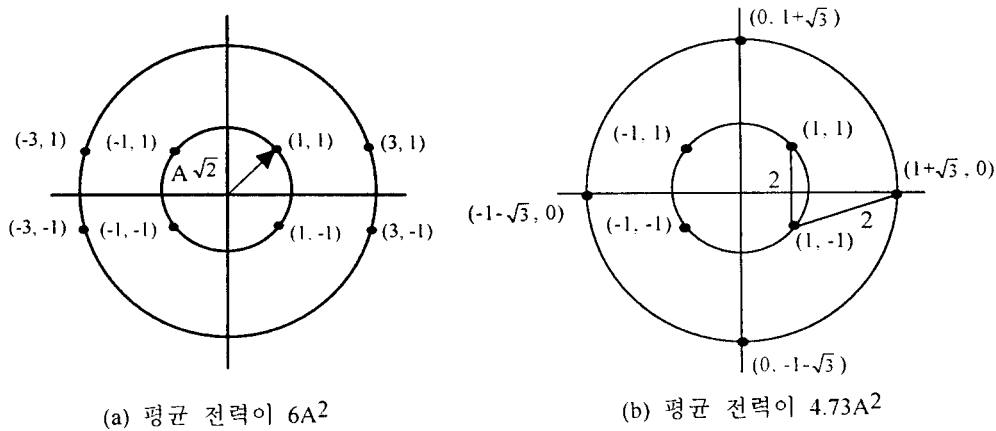


그림 4. 평균 전력이 다른 8 QAM 신호 배치(constellation)

향상시킨다.

그리고 MQAM과 MPSK를 비교하면 두 변조방식에서 M 이 커질수록 같은 에러 성능을 얻기 위해서 MPSK는 평균 전력이 $(M/\pi)^2$ 만큼 증가하는 반면 MQAM은 평균 전력이 $2(M-1)/3$ 만큼만 증가하면 된다. 즉 M 이 커질수록 같은 전력으로 신호를 보냈을 때 MQAM이 에러 성능이 우수함을 알 수 있다. 그래서 본 논문에서는 8 PSK 대신에 8 QAM을 사용하였고, 16 PSK 대신에 16 QAM을

사용하였다. 또한 적응화를 좀 더 세밀하게 하기 위해 32 QAM까지 도입하였다. M 이 더 이상 증가하게 되면 프래그메틱 부호화기의 특성상 병렬가지가 증가함으로써 성능저하를 가져오므로 M 을 32까지 사용하였다. MPSK를 사용한 시스템 성능에 비해 MQAM을 사용한 경우의 시스템 성능이 주파수 이용 효율 측면에서 더 우수함을 알 수 있다. 즉 비슷한 성능에서 두 가지의 방식을 비교하였을 때 데이터 출력율이 더 크음을 알 수 있었다. 결국 여섯 가지

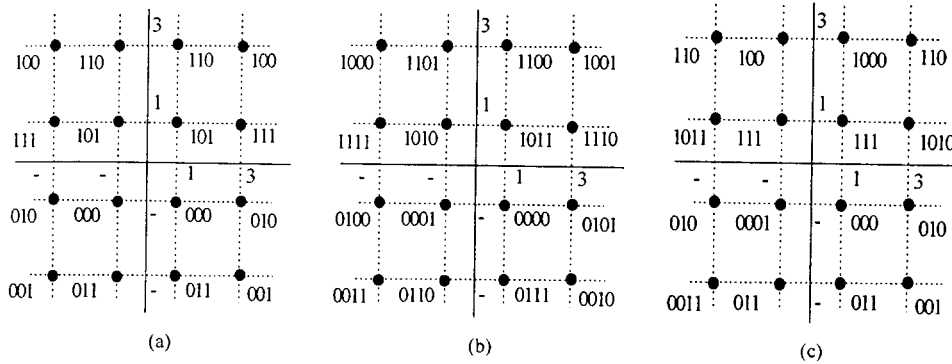


그림 5. 16 QAM mapping.

(a) Ungerboeck mapping(16 QAM), (b) Ungerboeck mapping(16 QAM)에 병렬가지를 고려한 경우, (c) Gray mapping(16 QAM)

의 방식으로 가변할 수 있다. 첫번째에서 세번째는 앞의 방식과 같은 것으로 사용하였다. 이것은 QPSK와 4 QAM의 성능은 같기 때문이다. 네번째로 부호 속도 2/3인 TC8 QAM 방식이다. 다섯번째는 반복 모드를 사용하지 않고 부호 속도 3/4인 TC16 QAM방식이다. 마지막으로 여섯번째는 부호 속도 4/5인 TC32 QAM방식이다.

이러한 QAM의 mapping방식에는 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 첫째로 Gray mapping이고 두번째로 Ungerboeck mapping이다. Mapping 방식에 따라 약간의 성능 차이를 가져오므로 실험에 의해서 비교한 후 적용하였다. 그리고 각각의 신호 배치에 따라서도 성능의 차이가 발생한다. 그림 4의 8 QAM 신호 배치에서 (b)의 평균 전력이 4.73A²이 (a)의 6A²보다 성능이 더 좋다. 또한 16 QAM에 대한 신호배치에서는 비트 mapping에 따른 성능에 약간의 성능 차이가 있다. Ungerboeck mapping이 Gray mapping보다 약간의 성능 향상이 있으며 그리고 ungerboeck mapping에 병렬가지를 고려해서 mapping을 할 경우 더 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 그래서 본 논문에서는 그림 5 (b)의 mapping을 사용하였다. 32 QAM일 경우는 Ungerboeck mapping을 사용하였다.

2-2 채널 상태 정보에 의한 적응화 방식

채널 상태에 따라서 적응화 방식을 가변한다. 이러한 방식을 결정짓는 적응화 임계값은 식 (3)과 같다.

$$SNR_i = \alpha_i^2 (E_s / N_0) \quad (3)$$

이때 SNR_i는 순시 SNR값이다. α²는 페이딩 크기이다.

ATCMPSK에서 적응화 임계값을 각각 μ₁, μ₂, μ₃, μ₄라고 하면 순시 SNR_i 값이 0보다 크고 μ₁보다 작으면 첫번째 방식을, 순시 SNR_i 값이 μ₁보다 크고 μ₂보다 작으면 두번째 방식을 사용한다. 그리고 순시 SNR_i 값이 μ₂보다 크고 μ₃보다 작으면 세번째 방식을 사용하고 마찬가지로 순시 SNR_i 값이 μ₃보다 크고 μ₄보다 작으면 네번째 방식을 사용한다. 마지막으로 순시 SNR_i 값이 μ₄보다 크면 다섯째 방식을 사용한다.

- 1) 세번 반복 모드, r = 1/2 TCQPSK방식
- 2) 두번 반복 모드, r = 1/2 TCQPSK방식
- 3) r = 1/2 TCQPSK방식

4) $r = 2/3$ TC8PSK방식

5) $r = 3/4$ TC16PSK방식

ATCMQAM에서 적응화 임계값을 각각 $\mu_1, \mu_2,$

μ_3, μ_4, μ_5 라고 하면 아래의 순서대로 적용시킨다.

1) 세번 반복 모드, $r = 1/2$ TCQPSK방식

2) 두번 반복 모드, $r = 1/2$ TCQPSK방식

3) $r = 1/2$ TCQPSK방식

4) $r = 2/3$ TC8QAM방식

5) $r = 3/4$ TC16QAM방식

6) $r = 4/5$ TC32QAM방식

2-3 인터리빙과 디인터리빙

인터리빙은 레일리 페이딩을 거친 신호의 샘플들 사이의 상관관계를 효과적으로 제거하는 것이 목적이다. 또한 복호할 때 트렐리스에서 심한 페이딩의 영향으로 버스트 에러가 생기는 것을 막기 위한 것이다. 기존의 인터리빙과 디인터리빙은 본 논문에서 사용한 방식에는 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. 정보 비트가 부호화기로 입력되고 부호화된 심볼이 인터리버로 전달되어 저장된다. 채널 추정기로부터 CSI를 받아서 적절한 적응화 방식을 선택한다. 이로부터 적절한 수의 정보 비트를 인터리빙된 심볼과 결합하여 신호 매핑을 거친 후 채널 심볼을 형성하게 된다.

또한 디인터리빙 구조를 그림 7에 나타냈다. 받

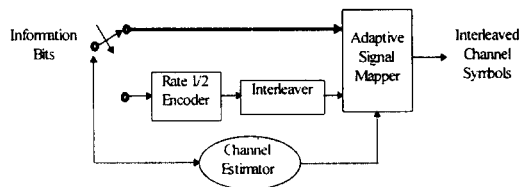


그림 6. Interleaver structure for ATCMPSK.

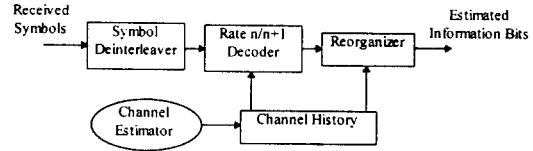


그림 7. The structure of the deinterleaver for ATCMPSK.

은 심볼은 메모리에 저장이 되고 디인터리빙을 한 후 비터비 복호화기에 입력된다. 실제로 복호화된 비트는 신호 매핑단에서 정보 비트를 채널 상태에 따라서 첨가했으므로 원래의 정보 비트와 순서가 맞지 않다. 그래서 채널 추정기로부터 채널 상태에 따라서 복호된 비트를 재정렬할 필요가 있다.

III. 실험결과

3-1 에러 임계값에 따른 영향

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

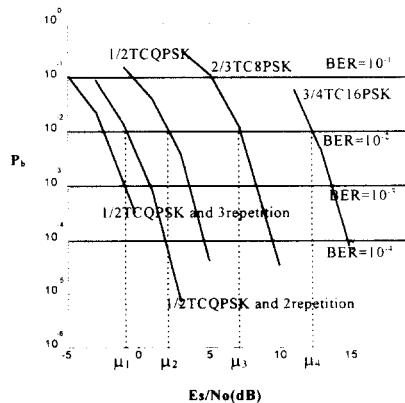


그림 8. BER에 따른 ATCMPSK에 대한 적응 임계값

그리고 ATCMQAM 계열에 대한 성능 평가는 그림 9에 나타내었다. 또한 원하는 BER에 대한 적응 임계값은 표 2에 주어진다. 프래그메틱 부호화기에 MQAM 계열을 적용한 것과 MPSK 계열을 적용한 것을 비교해 보면 8 QAM과 8 PSK는 성능이 비슷하고 16 QAM은 16 PSK보다 성능이 1.5 dB 정도 우수하다. 그리고 적응화의 동적 영역을 넓혀 주기 위해서 MQAM 방식에서는 32 QAM을 도입하였다. 적응화의 동적 영역을 넓혀 줌으로써

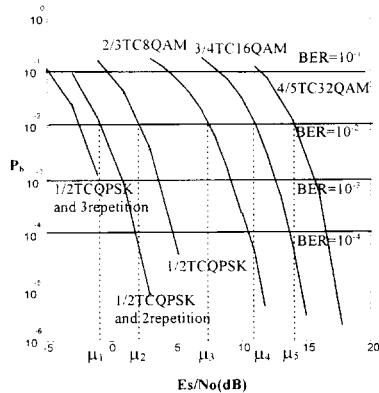


그림 9. BER에 따른 ATCMQAM에 대한 적응 임계값

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

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

보다 효율적으로 채널 상태를 이용할 수 있다. 그래서 ATCMQAM은 적응 임계치가 5개가 된다.

3-2 이상적인 인터리빙에 의한 성능 곡선

위의 두 가지 방식을 이상적인 인터리빙을 한 경우의 페이딩 채널에 대해서 컴퓨터 모의실험을 하였다. 먼저 ATCMPSK에 대한 성능 곡선을 그림 10(a)에 원하는 BER에 대해서 평균 E_b/N_0 에 대한 비트 오류율 나타내었다. 그리고 그림 10(b)는 원하는 BER에 대해서 평균 E_b/N_0 에 대한 데이터 출력율을 나타내었다. 비트 오류율과 데이터 출력율은 서로 tradeoff 관계에 있다. 시스템에 따라서 알맞은 적응 임계값을 적용해야 한다. 만약 시스템이 높은 SNR에서 동작한다면 원하는 BER을 낮은 것으로 사용하는 것이 이득이다.

두번째로 ATCMQAM에 대한 성능 곡선은 그림 11에 나타내었다. ATCMPSK에 비해 SNR이 높을 때 성능이 약간 저하됨을 알 수 있다. 이것은 32 QAM을 적용했기 때문이다. 그러나 데이터 출력율은 QAM을 적용한 것이 더 좋음을 알 수 있다. 즉 ATCMPSK에서 BER= 10^{-2} 의 성능을 ATCMQAM에서 얻으려면 BER= 10^{-3} 의 적응 임계치를 적용하면 된다. 데이터 전송을 측면에서는 원하는 BER 임계값을 낮추더라도 ATCMPSK에 비해 SNR이 증가할수록 0.5 정도 더 높다. 그러므로 상호 tradeoff 관계가 있으므로 시스템의 목적에 맞게 방식을 선택할 수 있다.

3-3 인터리빙 크기 가변에 의한 성능 곡선

페이딩율($f_d T_s$)이 10^{-5} 일 때의 성능 곡선을 각각의 방식에 대해서 그림 12에 나타내었다. 도플러 주파수(f_d)는 5 Hz이다. 인터리빙을 하지 않았을 경우와 인터리빙 크기를 depth는 128, span을 64로 하였을 경우와 depth는 600, span을 100으로 하였을 경우 각각에 대해서 모의 실험을 하였다. 앞 절에서 언급한 바와 같이 ATCMPSK는 BER= 10^{-2}

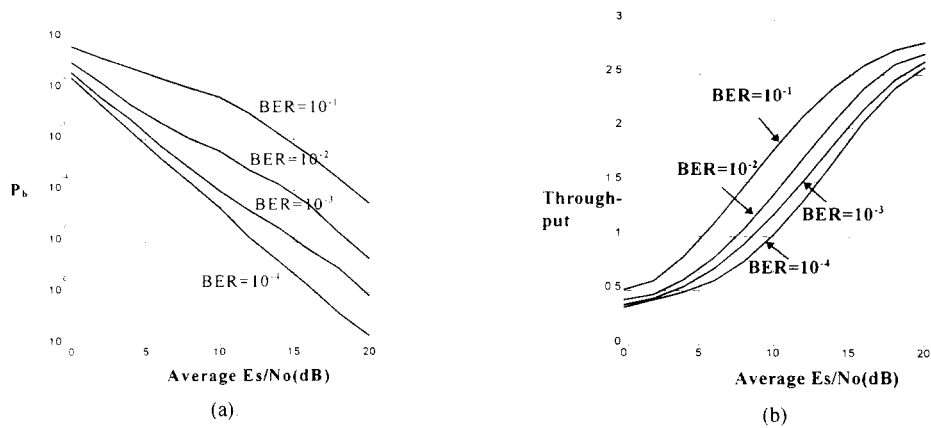


그림 10. 원하는 BER에 따른 이상적 인터리빙인 경우 ATCMPSK의 BER 성능과 데이터 출력을

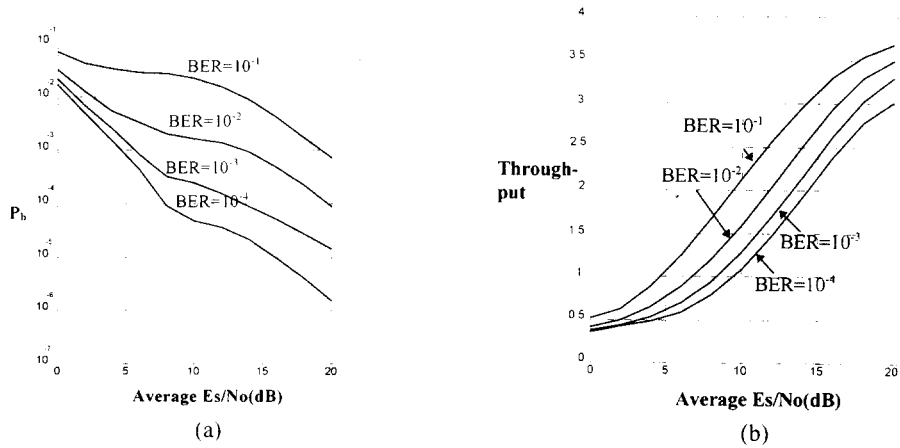


그림 11. 원하는 BER에 따른 이상적 인터리빙인 경우 ATCMQAM의 BER 성능과 데이터 출력을

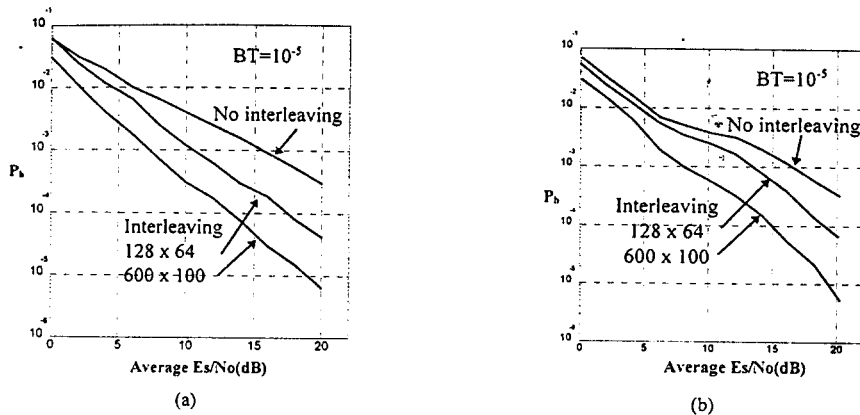


그림 12. 인터리빙을 한 경우 ATCMPSK(a)와 ATCMQAM(b)의 BER 성능

으로 하였고 ATCMQAM은 BER= 10^{-3} 으로 하였다. 비슷한 성능으로 데이터 전송율은 0.5 비트 이상 증가하였다.

IV. 결 론

컴퓨터 모의실험 결과 MQAM을 사용한 경우가 MPSK와 비슷한 성능을 유지하면서 데이터 출력율을 향상시킬 수 있었다. 즉 ATCMPSK에서 BER= 10^{-2} 의 성능을 ATCMQAM에서 얻으려면 BER= 10^{-3} 의 적응 임계치를 적용하면 된다. 데이터 전송율 측면에서는 원하는 BER 임계값을 낮추더라도 ATCMPSK에 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.

참 고 문 헌

- [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 system", *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 16 QAM/TDMA diversity receivers", *Electronics Letters*, vol. 29, no. 22, pp. 1917-1918, Oct. 1993.
- [6] A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi and R. Padovani, "A pragmatic approach to trellis-coded modulation", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 11-19, July 1989.
- [7] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*. New York : Macmillan, 1991. ch. 4.
- [8] S. M. Alamouti, "Adaptive trellis-coded modulation for mobile communications", M. A. Sc. thesis, Univ. British Columbia, Canada, 1991.
- [9] N. Kinoshita, S. Sampei, E. Moriyama, H. Sasaoka, Y. Kamio, K. Hiramatsu, K. Miya, K. Inogai and K. Homma, "Field experiments on 16 QAM/TDMA and trellis coded 16 QAM/TDMA systems for digital land mobile radio communications", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E77-B, no. 7, pp. 911-920, July 1994.

문 재 경



1991년 2월 : 경북대학교 전자공학과
(학사)

1993년 2월 : 경북대학교 전자공학과
(석사)

1993년 3월~현재 : 한국전자통신연
구원 전파신호처리실 연구원