



저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권으로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공 학 석 사 학 위 논 문

안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템의 성능



2007년 8월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

박 진 규

공 학 석 사 학 위 논 문

안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템의 성능

지도교수 임 창 헌

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2007년 8월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

박 진 규

박진규의 공학석사 학위논문을 인준함.

2007년 7월 4일



주 심 공학박사 강 근 택 인

위 원 공학박사 이 원 창 인

위 원 공학박사 임 창 헌 인

안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템의 성능

박진규

부경대학교 대학원 전자공학과

요약

안테나 교환 다이버시티 방식(switched diversity)은 무선 채널에서 발생하는 페이딩(fading)효과를 줄일 수 있는 기술로 선택 다이버시티 방식보다 성능은 다소 떨어지지만, 시스템의 안테나 개수와 상관없이 1개의 RF 회로만 사용한다는 장점 때문에 널리 사용되고 있는 기술이다. 이에 비해 적응 변조는 페이딩 채널의 변동성을 활용하여 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 기술이다. 본 논문에서는 안테나 교환 방식과 적응 변조 기능을 가진 시스템을 제안하고 평균 비트 전송 속도가 최대가 되는 안테나 교환 임계값을 유도하며, 안테나 다이버시티를 사용하지 않는 시스템과 선택 다이버시티를 사용하는 시스템을 비교 대상으로 하여 제안한 시스템의 성능을 심볼 당 평균 전송 비트 수, 송신 중단 확률, 평균 BER 값을 통해 비교하였다. 분석 결과 제안한 방식은 심볼 당 평균 2비트를 전송할 때 안테나 다이버시티를 사용하지 않는 시스템에 비해 2dB정도의 수신 SNR 성능 향상을 보였고, 선택 다이버시티를 사용하는 시스템에 비해 0.5dB 정도의 수신 SNR 성능 저하를 보였다. 그리고 수신 SNR이 높을 때는 제안한 방식이 갖는 송신 중단 확률이 선택 다이버시티를 사용하는 시스템에 비해 다소 높게 나타났지만, 수신 SNR이 낮을 때는 거의 대등한 송신 중단 확률을 갖는 것을 알 수 있었다. 또한 이동 무선 통신에 널리 사용되고 있는 대역 확산 시스템에 제안한 기술을 적용하여 이와 동일한 방법으로 성능을 분석하였다.

마지막으로 수신기에서 추정된 채널 정보를 송신기로 전달하는 궤환 채널(feedback channel)이 가지는 전송 지연이 시스템의 평균 BER에 주는 영향에 대하여 분석해 보았으며, 최대 도플러 주파수에 대해 정규화된 전송 지연의 값이 10^{-2} 이하가 되면 평균 BER에 변화가 없음을 알 수 있었다.

Performance of an adaptive modulation scheme with switched diversity for Rayleigh fading channels

Jinkyu Park

Department of Electronics, The Graduate School Pukyong National University

Abstract

Antenna switched diversity technique mitigates the effect of fading. Although its performance is a little inferior to the selection diversity, it is widely used due to its advantage that only one RF circuit is required for its operation without regard to the number of antennas. In comparison with this, adaptive modulation techniques improve the utilization of the spectrum resource through exploiting the channel fading. In this thesis work, we present an application of switched antenna diversity to a conventional adaptive modulation system, derive its optimal antenna switching threshold to maximize the average transmission bit rate, and analyze its performance by comparing with no diversity system and selection diversity system in terms of spectral efficiency, the outage probability, and average BER. The performance analysis shows that the proposed scheme with two receiver antennas achieves a signal to noise (SNR) gain of about 2 dB over the adaptive modulation scheme with a single antenna. This scheme suffers from a small SNR loss of 0.5 dB compared with the selection diversity based adaptive modulation system when the average number of bits per symbol is targeted to be 2. Furthermore, the proposed scheme yields as almost high the probability of no transmission as the selection diversity based system for the case of low average SNR,

although the former yields a little higher probability of no transmission than the latter for the case of high average SNR. Also, we apply this techniques to a spread spectrum system and analyze its performance in the same manner.

Finally we examined the impact of the feedback delay associated with conveying the channel state information over the feedback channel from the receiver to the transmitter on the average bit error rate (BER) performance and found that it is not significant when the time delay normalized by the maximum Doppler frequency is less than 10^{-2} .

key words : adaptive modulation, switched antenna diversity, selection diversity, fading channel, feedback delay



목 차

1. 서론	1
2. 기반 기술	4
2.1 적응 변조(Adaptive Modulation)	4
2.2 안테나 다이버시티(Antenna Diversity)	5
3. 안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템	9
3.1 시스템 구조	9
3.2 시스템의 성능 분석	12
3.3 궤환 정보의 전송 지연의 영향	20
3.4 수치 분석	23
4. 안테나 교환 다이버시티와 적응변조를 사용하는 대역 확산 시스템	28
4.1 시스템 구조	28
4.2 시스템의 성능 분석	28
4.3 수치 분석	32
5. 결론	36
참고문헌	37

그림 목차

그림 1. 무선 통신 시스템	4
그림 2. 안테나 다이버시티 시스템	6
그림 3. 제안하는 시스템 구조	9
그림 4. 각 변조 레벨의 에러율	11
그림 5. 순시 채널 이득에 대한 심볼 당 비트수	11
그림 6. 수신 SNR에 대한 변조 레벨 적용	16
그림 7. 평균 수신 SNR에 대한 최적의 안테나 교환 임계값	25
그림 8. 평균 BPS 성능 비교 (경로 개수 = 1)	25
그림 9. 송신 중단 확률 (경로 개수 = 1)	26
그림 10. 평균 BER 성능 (경로 개수 = 1)	26
그림 11. 정규화한 전송 지연에 대한 평균 BER (경로 개수 = 1)	27
그림 12. 제안하는 기술을 사용하는 대역확산 시스템	28
그림 13. 평균 수신 SNR에 대한 최적의 안테나 교환 임계값 (대역 확산 시스템)	34
그림 14. 평균 BPS 성능 비교 (경로 개수 = 3)	34
그림 15. 송신 중단 확률 (경로 개수 = 3)	35
그림 16. 평균 BER 성능 (경로 개수 = 3)	35

표 목차

표 1. 연구진행도	2
표 2. 레일레이 페이딩 채널을 표현한 확률변수	13

I. 서 론

무선 통신은 1901년 이탈리아의 발명가 마르코니가 대서양횡단 무선전신 실험에 성공한 이후 급격하게 발전되어 왔다. 이후 1960년대 말 Bell연구소에서 무선 통신의 커버리지 영역을 Cell로 잘게 나누고, 주파수를 재사용할 수 있도록 하는 Cellular 이동통신의 기본 개념을 개발하였다. 그리고 1983년에 미국에서 처음으로 제 1세대 이동통신 시스템인 AMPS(advanced mobile phone services)가 상용화되고, 1991년도에는 제 2세대 이동통신 시스템인 Digital Cellular(IS-54)가 상용화되기 시작하였다. 지금은 제 3세대 이동통신 시스템인 IMT-2000이 도입되고 있는 단계이며, 제 4세대 이동통신에 대한 연구가 진행 중인 상황이다.

무선 통신 발전의 흐름을 보면 음성 서비스 위주의 무선 통신에서 다양한 형태의 정보 즉 멀티미디어 정보의 전달을 위한 기술로 발전하고 있음을 알 수 있다. 이러한 흐름에 따라 최근에 등장한 것이 제 3세대 이동통신 시스템과 무선랜, 그리고 휴대 인터넷 시스템 등이 있다.

통신 시스템이 멀티미디어 정보를 전달하기 위해서는 고속의 데이터 전송 능력을 보유하여야 한다. 고속의 전송 능력을 확보하기 위한 가장 쉬운 방법은 넓은 주파수 대역을 사용하여 송수신 하는 것이다. 하지만 주파수 자원 자체가 한정된 자원이고, 사용 가능한 대역이 대부분 이용 중 이라는 점을 감안한다면 넓은 대역을 사용하는 방법은 바람직한 방법이 될 수 없다. 따라서 기존의 주파수 대역을 좀 더 효율적으로 사용하는 방안이 필수적이다.

무선으로 신호를 전송하는데 있어서 가장 큰 장애가 되는 것이 무선 채널의 페이딩(fading) 현상이다. 이로 인해 수신 SNR(signal to noise ratio)이 일정하게 유지되지 않고 수신 BER성능이 악화되는 결과를 초래한다. 페이딩으로 인한 손실을

줄이기 위해 지난 수십 년 간 이에 대한 연구가 진행되어 왔는데, 그 중 대표적인 것이 다수의 안테나를 사용하는 안테나 다이버시티 기술이다[1][2]. 일반적으로 안테나 다이버시티 기술을 사용하게 되면 페이딩으로 인해 발생하는 수신 SNR의 변동을 줄일 수는 있지만 수신 SNR을 일정하게 유지할 수 있는 것은 아니다. 이때 약간의 수신 SNR 변동을 이용하여 평균 전송 속도를 높일 수 있는 방법이 적응 변조 기술이다. 적응 변조는 채널의 상태에 따라 송신 전력(transmitted power level), 송신 주기(symbol rate), 채널 부호화율(coding rate/scheme), 변조 레벨 개수(constellation size) 등의 파라미터 값을 조절하여 평균 전송 속도를 최대로 하거나 평균 비트 에러율(bit error rate)을 최소로 하는 기술로 1960년대 말부터 [3]를 시작으로 표 1과 같이 현재까지 활발하게 진행되고 있다[3-22]. 1990년대 초부터 변조 레벨 개수를 채널 상태에 따라 조절하여 주파수 이용 효율을 향상시키는 것에 대한 연구가 시작되었다. 그리고 2000년대부터는 변조 레벨 개수를 조절하는 전송 시스템에서 채널 측정의 정확도가 시스템의 성능에 미치는 연구가 진행되고 있다.

표 1. 연구진행도

년도	연구 내용	연구대상
1960	송신 전력 조절[3]	단일 반송파 시스템
1970	송신 주기 조절[4]	
1980	여러 파라미터 조합 조절 [12-17]	
1990	채널 부호화율 조절[5][6]	단일 및 다중 반송파 시스템
	변조 레벨 개수 조절[7-11]	
2000	채널 측정의 정확도가 시스템 성능에 미치는 영향[18-22] 적응 변조 + 안테나 다이버시티 [23-27]	

안테나 다이버시티와 적응 변조 기술을 함께 사용하여 송수신 성능을 개선하는 방안에 대한 연구는 최근 들어 활발하게 진행되고 있다[23-27]. 하지만 기존의 연구들은 대부분 선택 합성(selection combining)이나 최대 비율 합성(maximum ratio combining)형태의 안테나 다이버시티 기술을 대상으로 한 것이며, 일부는 송신 다이버시티 기술을 적용한 경우도 있다. 선택 합성이나 최대 비율 합성 방식을 사용하게 되면 각 안테나의 채널 측정을 위하여 안테나 개수만큼의 RF 회로가 필요하게 되어 안테나 개수에 따라 시스템의 복잡도가 커지게 되는 문제점을 가지고 있다.

한편, 선택 다이버시티 방식에 대한 일종의 근사적인 방식으로 생각할 수 있는 교환 다이버시티(switched diversity) 기술을 적용하게 되면 안테나의 개수와 관계 없이 한 개의 RF 회로만이 필요하게 된다[1][2]. 이는 시스템 구현의 관점에서 볼 때 시스템 복잡도에 대한 문제를 해결할 수 있는 한 가지 방법이 될 것이다.

이에 본 논문에서는 교환 다이버시티 기술과 적응 변조 기술을 함께 사용하는 시스템을 제안하고, 교환 다이버시티의 기술에서 사용되는 안테나 교환 임계값을 평균 비트 전송 속도를 최대로 하는 조건에서 도출하고 다중 경로 환경에서 널리 사용되는 대역 확산 기반 통신 시스템에 적용하여 성능을 분석하고자 한다. 마지막으로 채널 측정값의 전송 지연이 시스템 성능에 주는 영향을 조사하고자 한다.

본 논문에서는 I장의 서론에 이어서, II장에서는 본 논문에서 제안한 시스템에 사용되는 기반 기술에 대해 소개하고, III장에서는 안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템에 대한 소개 및 시스템의 성능 분석을 제시하며, IV장에서는 안테나 교환 다이버시티와 적응변조를 사용하는 대역 확산 시스템에 대한 소개 및 시스템의 성능 분석 결과를 알아보며, 마지막 V장에서 결론을 맺고자 한다.

표. 기반 기술

1. 적응 변조(adaptive modulation)

적응 변조기술은 주파수 대역을 효율적으로 사용하는 기술 중 하나이다. 무선 통신 시스템은 그림 1과 같이 송신기와 수신기 사이에는 예상할 수 없는 페이딩 채널이 존재한다. 이때 일정한 송신 자원을 할당하여 데이터를 전송하면 수신기에서는 채널 상태의 변화에 따라 수신 성공 확률도 함께 변화하게 된다. 그렇기 때문에 일반적으로 송신에 필요한 송신 자원 할당에 있어 특정한 수신 에러율을 유지할 수 있는 양을 할당한다. 하지만 페이딩(fading) 영향에 의하여 채널 상태가 좋아질 경우 송신 자원을 낭비하게 되므로 전송 효율이 낮아진다. 이에 1960년대 부터 채널의 변화에 따라 송신 자원을 조절하여 전송 효율을 향상 시키고자 하는 적응 변조 기술이 제안되었다[3].

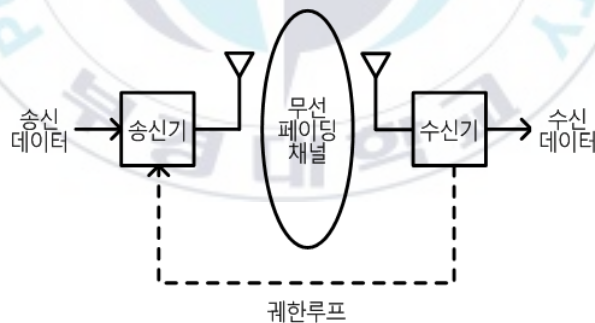


그림 1. 무선 통신 시스템

적응 변조를 구현하기 위하여 송신 자원을 할당하는 송신기에서는 채널상태에 대한 정보가 필요하게 되며 이 정보는 수신기에서 수신 신호를 이용해 추정된 채널 정보를 궤환 루프(feedback loop)를 통해 송신기로 전송한다. 이때 궤환 루프는 전송 지연과 데이터의 에러가 발생하지 않는 이상적인 전송 경로로 가정한다.

송신기는 수신기로부터 전달받은 채널 정보를 통해 특정한 에러율을 만족할 수 있는 전송 파라미터 중 가장 전송 효율이 높은 파라미터를 결정하여 데이터를 송신한다. 페이딩 채널에서 송신기와 수신기 모두가 채널의 상태를 정확하게 알고 있다면 적응 변조 기술은 샤논의 전송용량(Shannon capacity)을 만족하기 위한 최적의 방법이 될 수 있다[28].

적응 변조 기술을 구현하기 위한 방법으로 1960년대 [3]에서 제안된 방법은 수신기로부터 받은 정보를 바탕으로 송신기에서는 송신 전력을 조정하여 주파수 이용 효율을 높이는 방식이며, 1970년대는 채널의 상태에 따라 심볼 주기를 조절하여 전송 성능을 향상시키는 방법을 제안하였다[4]. 1980년과 1990년대에는 채널 상태에 따라 길쌈부호의 부호화율을 조정하여 3dB 정도의 SNR 이득과 최대 6dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있는 방법을 제안하였다[5][6]. 1990년대는 주로 M-QAM변조를 사용하는 송수신 방식에 적용할 수 있는 적응 변조 기술로 채널 상태에 따라 변조 레벨을 조절하여 주파수 이용 효율을 높이는 방식에 대한 연구 [7-11]가 진행되었고, 현재 상용화된 WCDMA 방식과 휴대인터넷 등 많은 통신 시스템이 적응 변조를 구현하기 위하여 변조 레벨을 조절하는 형태로 적응 변조를 구현하고 있다.

2000년대에 들어 이상적인 전송 경로로 가정한 궤환 루프가 전송 지연과 전송 데이터의 에러가 발생하는 실제 시스템에 가까운 전송 경로로 모델링 되어 궤환 루프의 상태에 따라 시스템의 성능에 어떤 영향을 미치는가에 대한 연구가 진행되고 있다.[18-22].

2. 안테나 다이버시티(antenna diversity)

다이버시티 기술은 무선채널의 특징인 페이딩 효과를 줄여주는 기술이다. 동작 원리는 그림 2와 같이 두 개 이상의 페이딩 채널을 통해 수신되는 신호를 조합하

여 복조에 사용하는 기술로 각 채널이 독립적인 페이딩 채널로 가정한다. 이때 각 채널 이득의 상관 관계를 나타내는 상관 계수(correlation coefficient)의 크기가 0에 가까울수록 더욱 높은 평균 수신 SNR값을 기대할 수 있다.

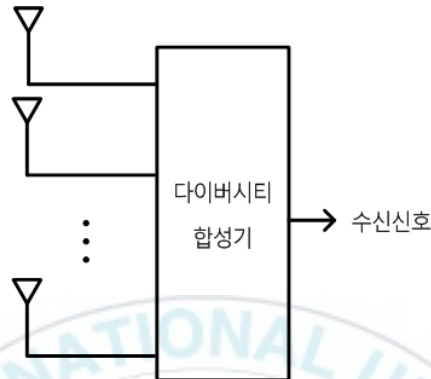


그림 2. 안테나 다이버시티 시스템

여러 개의 페이딩 채널을 구성하는 방법으로는 먼저 일정거리 이상 떨어진 여러 개의 수신 안테나를 사용하여 서로 다른 경로를 구성하는 방법이 있다. 이 방법은 구현 시 안테나의 개수가 많아지면 시스템의 구성에서 공간을 많이 차지하는 단점이 있다. 또 다른 방법으로 여러 개의 주파수 대역을 통해 송수신하여 다수의 페이딩 채널을 구성하는 방법이 있으며, 이 방법은 여러 경로의 채널을 구성하기 위하여 필요 이상의 주파수 대역을 사용하는 단점이 있다. 그리고 여러 개의 타임슬롯(time slot)을 이용하여 각 타임슬롯이 가지는 채널 이득을 통해 여러 개의 페이딩 경로를 구성하는 방법이 있다. 이 방법 역시 동일한 데이터를 반복적으로 송수신하는 단점이 있다. 마지막으로 대역확산시스템에서 Rake수신기를 사용하여 각각 다른 전송지연을 통해 수신되는 신호를 합성하는 방법이 있다. 이는 대역확산기술에서 사용되는 의사잡음 부호(pseudorandom code)의 특성을 이용하여 여러 개의 채널을 구성할 수 있다. 현재 대부분의 안테나 다이버시티 기술은 여러 안테나간의 일정 거리를 유지하는 형태로 구현되어 있다.

여러 경로를 통해 수신된 신호를 합성 하는 방법 역시 여러 가지 방식이 있다. 먼저 여러 개의 수신 안테나에서 한 개의 수신 신호를 선택하는 기술로 선택 합성(selection combining) 방식과 교환 합성(switched combining)방식이 있다. 두 방식의 차이점은 선택 합성의 경우 모든 수신 안테나의 신호 중 수신 강도가 가장 큰 신호를 선택하여 데이터를 복조하는 반면 교환 합성 방식은 특정 안테나를 통해 신호를 수신하고 있는 도중 사용 중인 안테나의 채널 이득이 안테나 임계값 이하의 될 경우 수신안테나를 스위칭 하는 방식이다. 다음으로 여러 개의 안테나에서 수신되는 모든 신호 더하는 방식으로 동일 이득 합성(equal gain combining) 방식과 최대 비율 합성(maximum ratio combining) 방식이 있다. 두 방식의 동작은 동일 이득 합성의 경우 모든 수신 신호의 이득을 조절하여 동일한 가중값을 가지고 합하며, 최대 비율 합성의 경우 수신된 여러 신호에 페이딩 이득을 기초한 가중치를 적용하여 합하게 되는데 이때 가중치를 결정하는 구조가 필요하게 된다. 다이버시티의 페이딩 효과를 감소 시켜주는 성능은 여러 경로의 구성 방법보다 신호의 합성 방식에 크게 영향을 받는다.

안테나 다이버시티 기술은 대부분 수신기에 적용되어 페이딩의 영향을 감소시키는 것에 대해 많이 연구되었다. 여기서 여러 개의 전송 경로를 이용한다는 개념에 착안하여 수신과 송신 모두에서 여러 개의 안테나를 이용하여 데이터의 전송률을 높이는 MIMO(multiple-input multiple-output) 기술이 연구되고 있다.

현재 MIMO시스템의 채널 용량 증가를 실현하기 위해 다양한 방식이 제안되었으며 크게 공간 다중화 기법(spatial multiplexing)과 시공간 부호 기법(space-time codes)으로 나뉜다. 공간 다중화 기법은 서로 다른 송신 안테나에 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 추가적인 전송 대역폭 없이 시스템의 전송 용량을 증대시킬 수 있는 기술이며 대표적으로 V-BLAST(vertical-Bell laboratory layered space-time) 방식이 있다. 또한 시공간 부호 기법은 안테나에 해당하는 공간 축과 시간 축으로 부호화를 적용하여 다이버시티 및 부호 이득(coding gain)을 동시에

얻을 수 있는 기술이며 대표적으로 시공간 블록 부호(space-time block codes)가 있다.



Ⅲ. 안테나 교환 다이버시티를 사용하는 적응변조 시스템

1. 시스템 구조

본 논문에서 제안하는 시스템의 구조는 그림 3에 나타난 바와 같다. 송신하고자 하는 데이터를 적응 변조기에서 심볼로 변환한 후 송신 안테나를 통해 전송하게 된다. 수신기는 2개의 안테나를 사용하는 교환 다이버시티 방식을 이용하여 페이딩 영향을 감소시키며, 수신된 신호는 송신데이터의 복조와 무선 채널의 상태를 추정하는데 이용된다.

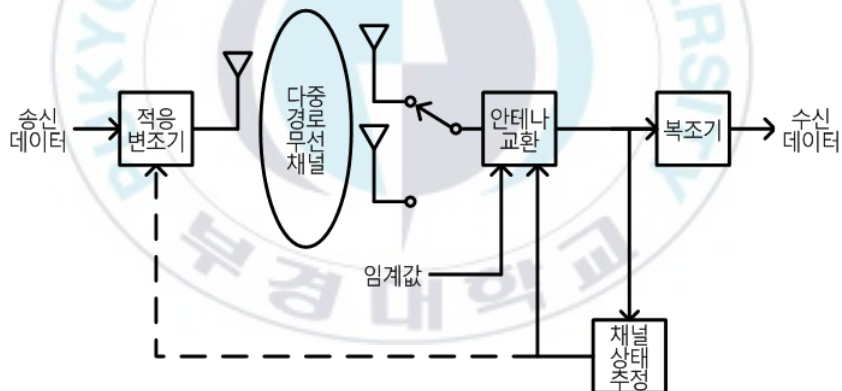


그림 3. 제안하는 시스템 구조

본 논문에서는 전제 조건으로, 제안한 시스템의 수신기가 송신기에서 선택한 전송 모드를 오류 없이 인지할 수 있으며, 송신기가 수신기에서 추정한 채널 상태에 대한 정보를 정확하게 입수할 수 있다는 가정을 사용한다. 이 가정은 변조 방식에 대한 정보를 송신하고자 하는 데이터와 함께 전송하고 수신기에서 추정한 채널 상태에 대한 정보는 오류 없이 귀환 채널(feedback channel)을 통해 송신기에 전

달되는 것을 의미한다. 또한 송신 안테나와 수신 안테나 사이에는 레일레이 페이딩 특성을 가지는 무선 채널이 존재하며, 2개의 수신 안테나는 서로 독립적인 페이딩 특성을 갖는다고 가정한다.

본 논문에서 제안한 적응 변조 방식은 무선 채널의 순시 채널 이득 γ (instantaneous channel gain)에 따라 변조 레벨 개수를 조절하는 방식(adaptive M-QAM modulation)으로 전송 심볼은 사각 그레이 코드(square Gray code)를 사용하는 방식으로 설정하였다. 변조 레벨은 무전송(no transmission), BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM중 하나의 변조 모드를 선택하며 각 변조 레벨의 비트 에러율(BER)은 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} BER_{BPSK} &= Q(\sqrt{2\gamma}) \\ BER_{QPSK} &= Q(\sqrt{\gamma}) \\ BER_{16-QAM} &= \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\gamma}\right) \\ BER_{64-QAM} &= \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{1}{21}\gamma}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 γ 는 수신 신호의 강도(SNR) 이며, $Q(x)$ 는 $\frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp(-t/2)dt$ 이다. 식

(1)을 그림 4와 같은 그래프로 나타낼 수 있다. 동일한 비트 에러율을 만족하기 위하여 필요한 SNR의 값은 64-QAM 변조 모드가 가장 크며, 다음으로 16-QAM, QPSK 순이며, 마지막으로 BPSK 변조 모드가 가장 작은 SNR 값이 필요하다. 반대로 64-QAM은 한 심볼 당 6개의 비트, 16-QAM은 4개, QPSK는 2개, BPSK는 1개의 순으로 64-QAM의 전송 효율이 가장 높다.

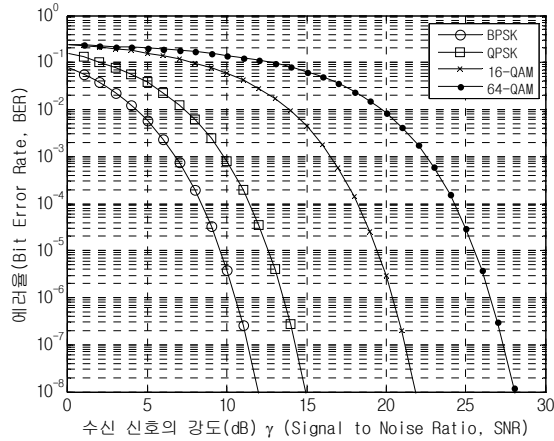


그림 4. 각 변조 레벨의 에러율

적응 변조의 동작은 심볼 변조를 순시 채널 이득 값에 따라 목표로 하는 수신 비트 에러율을 만족하는 가장 높은 변조 레벨로 결정하여 송수신 하는 방법으로 최대 64-QAM 전송 모드로 송수신 할 수 있다. 목표 수신 에러율을 10^{-3} 으로 설정하였을 때 순시 채널 이득에 대한 심볼 당 비트수는 그림 5와 같이 표현할 수 있다.

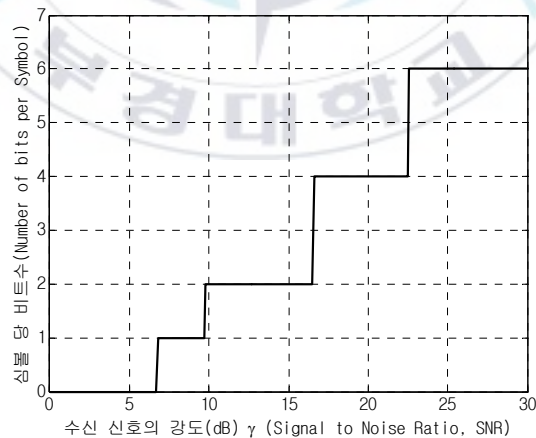


그림 5. 순시 채널 이득에 대한 심볼 당 비트수

2. 시스템의 성능 분석

시스템의 성능 분석을 위하여 먼저 수신기에서 수신되는 수신 SNR을 알아보아야 한다. 수신기는 2개의 안테나를 사용하는 교환 다이버시티 방식을 사용한다. 교환 다이버시티의 동작원리는 여러 개의 안테나 중 현재 사용하고 있는 안테나의 채널 이득이 안테나 교환 임계값 이하로 떨어지게 되면 다른 안테나로 스위칭하여 신호를 수신하게 되는데 이 때 모든 안테나의 채널 이득이 안테나 교환 임계값 보다 작거나 같지 않으면 마지막으로 선택한 안테나를 통해 데이터를 수신하는 방식이다. 본 논문에서 제안한 시스템과 같이 2개의 수신 안테나를 사용하게 된다면 한 번의 교환 후 더 이상 안테나를 스위칭 하지 않기 때문에 SSC(switch and stay combining)방식으로 불린다. 교환 다이버시티는 다른 다이버시티 방식과 달리 안테나의 개수에 상관없이 한 시점에 한 개의 안테나에 대하여 신호를 수신하고 채널의 이득을 추정하기 때문에 1개의 RF단을 필요로 하는 장점을 가지고 있다.

SSC방식의 수신 SNR값을 확률적으로 계산할 필요가 있으며, 이를 위해 수신 SNR의 누적분포함수(cumulative distribution function : CDF)를 식(2)와 같이 표현할 수 있다.

$$P_{SSC}(\gamma) = \begin{cases} \Pr[(\gamma_1 \leq \gamma_T) \text{ and } (\gamma_2 \leq \gamma)] & \gamma < \gamma_T \\ \Pr[(\gamma_T \leq \gamma_1 \leq \gamma) \text{ or } (\gamma_1 \leq \gamma_T \text{ and } \gamma_2 \leq \gamma)] & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $P_{SSC}(\gamma)$ 는 SSC방식의 수신 SNR 누적분포함수이며, γ_1, γ_2 는 각 안테나의 수신 SNR의 확률변수, γ_T 는 안테나 교환 임계값이다. 식(2)를 부연 설명하면 $\gamma < \gamma_T$ 일 때 안테나를 스위칭 하였지만 두 번째 선택된 안테나의 수신 SNR 역시 안테나 교환 임계값 보다 작은 경우이고, $\gamma \geq \gamma_T$ 일 때는 첫 번째 안테나의 수신

SNR이 안테나 교환 임계값 보다 큰 경우 또는 안테나가 스위칭 되어 두 번째 안테나의 수신 SNR 이 안테나 교환 임계값 이상이 되는 경우이다.

두 안테나에 대한 수신 SNR의 확률변수가 독립일 때 식(2)를 각 안테나의 누적분포함수 $P_\gamma(\gamma)$ 를 이용하여 식(3)과 같이 유도할 수 있다.

$$P_{SSC}(\gamma) = \begin{cases} P_\gamma(\gamma_T)P_\gamma(\gamma) & \gamma < \gamma_T \\ P_\gamma(\gamma) - P_\gamma(\gamma_T) + P_\gamma(\gamma)P_\gamma(\gamma_T) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (3)$$

식(2)와 (3)에서 알아본 SSC방식의 수신 SNR 누적분포함수를 미분 과정을 통해 확률밀도함수(probability density function : PDF)로 변환 시킬 수 있고, 수신 SNR의 확률밀도함수는 시스템 성능 분석에 필수적으로 사용되는 요소이다.

본 논문에서는 일반적인 무선 채널의 형태인 레일레이 페이딩(Rayleigh fading) 채널을 통해 전송 신호가 송수신된다고 가정하였다. 그러므로 각 안테나를 통해 수신되는 SNR의 확률변수는 레일레이 페이딩 채널의 확률변수이며, 이는 표 2에 나타나 있다[29]. $\bar{\gamma}$ 는 평균 수신 SNR이다.

표 2. 레일레이 페이딩 채널을 표현한 확률변수

채널모델	누적분포함수 (CDF)	확률밀도함수 (PDF)
레일레이 페이딩 채널	$1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$	$\frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$

표 2의 누적분포함수를 식(3)에 대입하여 제안한 수신기의 교환 다이버시티 출력단에 나타나는 수신 SNR γ 의 누적분포함수 $P_{SSC}(\gamma)$ 및 확률밀도함수 $p_{SSC}(\gamma)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{SSC}(\gamma) = \begin{cases} 1 - \left\{ \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) \right\} + \exp\left(-\frac{\gamma_T + \gamma}{\gamma}\right) & \gamma < \gamma_T \\ 1 - 2\exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{\gamma_T + \gamma}{\gamma}\right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases}$$

$$p_{SSC}(\gamma) = \frac{\partial}{\partial \gamma} P_{SSC}(\gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\gamma} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) \right\} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) & \gamma < \gamma_T \\ \frac{1}{\gamma} \left\{ 2 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) \right\} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (4)$$

위 식에서 안테나 교환 임계값 γ_T 에 따라 확률밀도함수의 값이 변하게 되며, 그로 인해 시스템의 성능이 달라질 것을 예상할 수 있다.

본 장에서 제안한 시스템은 순시 채널 이득 γ 에 따라 전송 변조레벨을 조절하는데, 이때 가능한 전송 방식을 무전송, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM으로 설정하였다. 이를 토대로 그림 3의 순시 채널 이득 γ 의 값과 그에 따른 변조 레벨 개수 $M(\gamma)$ 의 관계를 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 1 & \gamma < s_1 \\ 2 & s_1 \leq \gamma < s_2 \\ 4 & s_2 \leq \gamma < s_3 \\ 16 & s_3 \leq \gamma < s_4 \\ 64 & \gamma \geq s_4 \end{cases} \quad (5)$$

위 식의 $\{s_i, i = 1, 2, 3, 4\}$ 는 각 변조 레벨을 결정하는 경계값으로 γ 의 값이 s_1 이하가 되면 송신을 중단하게 되고, γ 의 값이 s_1 보다 크고 s_2 보다 작으면 BPSK 변조 레벨을 선택하게 된다. γ 의 값이 s_4 보다 클 때는 64QAM의 변조 레벨을 선택하여

송수신하게 된다.

본 논문에서는 제안한 시스템의 순시 BER을 항상 일정값 이하로 유지하며, 평균 비트 전송 속도를 최대로 하는 안테나 교환 임계값 γ_T 을 찾아 보겠다. 이를 위해 먼저 제안한 시스템의 평균 전송 속도를 수학적으로 어떻게 표현할 수 있는지 살펴보겠다. 제안한 시스템은 일정한 심볼 전송 속도를 사용하는 방식으로 평균 전송 속도는 심볼 당 평균 비트수 $\overline{BPS}$ (average number of bits per symbols)에 비례함을 알 수 있다. 그러므로 $\overline{BPS}$ 값이 최대가 되면 평균 전송 속도가 최대가 된다. 여기서 먼저 $\overline{BPS}$ 의 값을 구하는 방법은 아래의 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{BPS} = \sum_{i=0}^4 \log_2(M_i) \int_{s_i}^{s_{i+1}} p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

위 식에서 $s_0 = 0$, $s_5 = \infty$ 로 정의하며, $M_0 = 1$ 이고 M_i , ($i = 1, 2, 3, 4$)는 γ 가 $s_i \leq \gamma < s_{i+1}$ 구간에 속할 때 선택하는 변조 레벨 $M(\gamma)$ 값을 가리키며 $\log_2(M_i)$ 는 각 전송 방식의 한 심볼이 표현하는 비트 수를 의미한다. 식(6)을 그림 6으로 표현할 수 있는데 이를 설명하면 수신 SNR γ 의 확률밀도함수를 각 변조 구간동안 적분하여 수신 SNR γ 이 변조 구간 안에 있을 확률을 구하고 그 확률에 변조되는 비트수를 곱하여 모두 더하면 심볼 당 평균 비트수를 구할 수 있다.

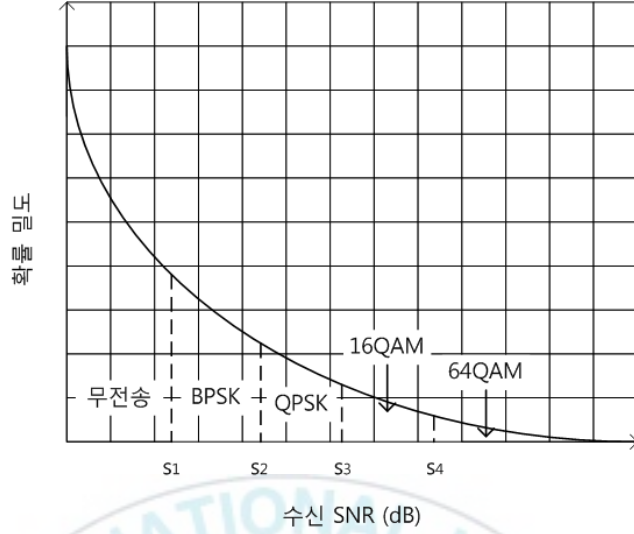


그림 6. 수신 SNR에 대한 변조 레벨 적응

본 논문에서는 모든 채널 상태에서 순시 BER이 일정값 이하가 되는 조건 하에서 $\overline{BPS}$ 를 최대를 하는 안테나 교환 임계값 γ_T 결정하고자 하기 때문에 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 는 상수로 결정하게 된다. 결국 $\overline{BPS}$ 는 γ_T 에 대한 함수가 된다. 따라서 $\overline{BPS}$ 의 값을 γ_T 의 변화에 따라 관찰할 필요가 있다. 식(6)의 형태를 보면 γ_T 의 값은 수신 SNR γ 의 확률밀도함수에 영향을 주며, $\overline{BPS}$ 를 구하기 위하여 확률밀도 함수를 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 의 구간으로 나누어 적분하게 된다. 이점에 착안하여 γ_T 의 위치에 따라 $\overline{BPS}$ 의 값을 알아보기로 하겠다. 먼저 γ_T 의 위치에 의해 $\gamma_T < s_1$ 일 때 $\overline{BPS}$ 를 $\overline{BPS}_0$ 이라 하고, $s_1 \leq \gamma_T < s_2$ 일 때 $\overline{BPS}$ 를 $\overline{BPS}_1$, 나머지 $s_2 \leq \gamma_T < s_3$, $s_3 \leq \gamma_T < s_4$, $s_4 \leq \gamma_T$ 일 때 $\overline{BPS}$ 를 각각 $\overline{BPS}_2$, $\overline{BPS}_3$, $\overline{BPS}_4$ 으로 정의하면, 각 $\overline{BPS}_i$ 는 다음과 같이 수학적으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\overline{BPS_0} = & \left\{2 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{\exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right)\right. \\ & \left.+ 2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right)\right\}\end{aligned}\quad (7)$$

$$\begin{aligned}\overline{BPS_1} = & \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) \\ & + \left\{2 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{\exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right)\right\}\end{aligned}\quad (8)$$

$$\begin{aligned}\overline{BPS_2} = & \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{\exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right)\right\} \\ & + 2\exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) + \left\{2 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right)\right\}\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}\overline{BPS_3} = & \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{\exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right)\right\} \\ & + 4\exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) + 2\left\{2 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right)\end{aligned}\quad (10)$$

$$\begin{aligned}\overline{BPS_4} = & \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\right\} \times \left\{\exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right)\right. \\ & \left.+ 2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right)\right\} + 6\exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)\end{aligned}\quad (11)$$

위 식(7)부터 식(11)까지를 정리하여 $\overline{BPS_i}$ 에 대한 일반식으로 아래와 같이 표현할

수 있다.

$$\begin{aligned}
 \overline{BPS}_i = & \beta_1 \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \beta_2 \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) \\
 & + 2\beta_3 \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\beta_4 \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right) \\
 & - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) \times \left\{ \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) \right. \\
 & \left. + 2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right) - \log_2(M_i) \right\}
 \end{aligned} \tag{12}$$

여기서 β_j 는 식(13)과 같다.

$$\beta_j = \begin{cases} 1 & j \leq i \\ 2 & j > i \end{cases} \tag{13}$$

각각의 $\overline{BPS}_i$ 형태를 살펴보면 γ_T 의 값에 따라 $\overline{BPS}_i$ 의 값이 달라짐을 알 수 있으며, γ_T 가 위치한 구간에 따라 $\overline{BPS}_i$ 의 값이 불연속적으로 변함을 알 수 있다. γ_T 에 따른 $\overline{BPS}_i$ 의 변화를 파악하기 위해 $\overline{BPS}_i$ 의 미분을 다음과 같이 유도하였다.

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i = & \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right) \times \left\{ \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma}\right) \right. \\
 & \left. + 2\exp\left(-\frac{s_3}{\gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\gamma}\right) - \log_2(M_i) \right\}
 \end{aligned} \tag{14}$$

위 식(14)에서 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 부호 변화를 살펴 보면 $\overline{BPS}_i$ 이 가지는 최대값을 찾아

낼 수 있다. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 특성을 아래와 같이 종합하였다.

가. $\exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma}\right)$ 항은 γ_T 의 값에 따라 부호가 변화지 않음

나. $\exp\left(-\frac{s_i}{\gamma}\right)$ 항은 최대값이 1이 되며 γ_T 와 상관없이 상수

다. $\log_2(M_i)$ 항은 γ_T 이 위치한 구간에 따라 일정한 정수값

라. 1~3의 조건으로 인하여 $s_i \leq \gamma_T < s_{i+1}$ 일 때 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 부호는 변하지 않음

마. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_0$ 값은 항상 0 이상

바. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_4$ 의 값은 항상 0 이하

사. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_0 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_1 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_2 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_3 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_4$

위의 특성들을 종합하면 $\overline{BPS}$ 를 최대로 하는 γ_T 값은 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 중 하나가 되는 것으로 생각할 수 있다. 그러므로 안테나별 평균 수신 SNR $\bar{\gamma}$ 이 주어졌을 때 최대 $\overline{BPS}$ 를 결정하는 방법은 γ_T 값이 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 중 가장 큰 $\overline{BPS}$ 값을 가지는 하나가 선택되는 것으로 결론 내릴 수 있다.

3. 궤환 정보의 전송 지연의 영향

본 논문에서 제안한 시스템은 수신기에서 채널 측정값을 궤환 루프를 이용하여 송신기로 보내고 송신기에서는 채널 측정값을 이용하여 변조 레벨을 결정하게 된다. 하지만 실제 시스템에서는 수신기에서 채널을 측정한 정보를 보낼 때 발생하는 전송 지연의 영향으로 송신기가 받는 채널 정보는 정확한 값이 될 수 없다. 이번 절에서는 궤환 루프의 전송 지연이 제안한 시스템의 평균 비트 에러율에 주는 영향을 알아보겠다.

먼저 전송 지연을 τ 라고 가정하면 시간 t 일 때 측정한 채널 정보가 시간 $t+\tau$ 일 때 변조 레벨의 결정에 사용된다. 각 시각의 채널 SNR을 γ, γ_τ 라고 표시하겠다. 제안한 시스템의 평균 비트 에러율 $\overline{BER}$ 을 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{BER} = \frac{\sum_{i=0}^4 \log_2(M_i) \int_{s_i}^{s_{i+1}} BER(M_i, \gamma) p(\gamma) d\gamma}{\sum_{i=0}^4 \log_2(M_i) \int_{s_i}^{s_{i+1}} p(\gamma) d\gamma} \quad (15)$$

여기서 $p(\gamma)$ 는 수신 SNR γ 의 확률밀도함수이고, $BER(M_i, \gamma)$ 는 그레이 코드를 사용하는 M-QAM변조의 비트 에러율이다. 수학적 표현을 위해 식(15)의 분자항을 아래와 같이 정의하겠다.

$$\overline{BER}_i = \int_{s_i}^{s_{i+1}} BER(M_i, \gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (16)$$

식(15)은 전송지연 τ 없이 송신기에서 변조 레벨을 결정하는 순간의 채널 이득이 수신기에서 궤환 루프를 통해 전달 받은 채널 정보와 정확히 일치할 때의 $\overline{BER}$ 이다.

전송지연 τ 로 인한 γ 와 γ_τ 의 상관관계를 알아보기 위해 레일레이 페이딩 채널에서 알려진 γ 에 대한 γ_τ 의 조건부 확률밀도함수를 보면 아래와 같이 표현할 수 있다[30].

$$p_{\gamma_\tau/\gamma}(\gamma_\tau/\gamma) = \frac{1}{(1-\rho)\bar{\gamma}} I_0\left(\frac{2\sqrt{\rho\gamma\gamma_\tau}}{(1-\rho)\bar{\gamma}}\right) \times \exp\left(-\frac{\rho\gamma + \gamma_\tau}{(1-\rho)\bar{\gamma}}\right) \quad (17)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 첫 번째 형태의 변형된 영차 베셀함수(zeroth-order modified Bessel function of first kind)이며, $\rho = J_0^2(2\pi f_D \tau)$ 는 γ 와 γ_τ 의 상관요소, $J_0(\cdot)$ 는 첫 번째 형태의 영차 베셀함수(zeroth-order Bessel function of first kind)이다. 그리고 f_D 는 최대 도플러 편이 주파수(maximum Doppler frequency shift)이다.

전송 지연 τ 가 제안한 시스템의 평균 비트 에러율 $\overline{BER}$ 에 미치는 영향을 알아보기 위하여 식(16)에 사용되는 $BER(M_i, \gamma)$ 값을 전송 지연 τ 가 적용된 $BER(M_i, \gamma, \rho)$ 로 대체하여 $\overline{BER}$ 를 구할 수 있으며, 이때 $BER(M_i, \gamma, \rho)$ 는 아래와 같은 방법으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} BER(M_i, \gamma, \rho) &= \int_{s_i}^{s_{i+1}} BER(M_i, \gamma) p_{\gamma_\tau/\gamma}(\gamma_\tau/\gamma) d\gamma_\tau \\ &= 0.2 \left(\frac{2(M_i - 1)}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \times \exp\left(-\frac{3\rho\gamma}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

식(18)에 사용된 $BER(M_i, \gamma)$ 는 식(1)이 되어야 하나 γ 에 대한 역함수를 구하기 위하여 식(19)와 같은 근사식을 사용하였고, 1차 말콤 Q함수(generalized Marcum Q-function of first order)의 특성을 이용하여 식(18)을 구할 수 있었다[31].

$$BER(M_i, \gamma) \simeq 0.2 \exp\left(-\frac{3\gamma}{2(M_i - 1)}\right) \quad (19)$$

식(18)을 식(16)에 대입하여 제안한 시스템에 대한 $\overline{BER_i^\tau}$ 을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{BER_i^\tau} = & -c \times 0.2 \left(\frac{2(M_i - 1)}{2(M_i - 1) + 3\bar{\gamma}} \right) \times \left[\exp \left\{ -s_{i+1} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right. \\ & \left. - \exp \left\{ -s_i \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 c 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$c = \begin{cases} 1 - \exp \left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}} \right) & \gamma < \gamma_T \\ 2 - \exp \left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}} \right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (21)$$

또한 적응 변조를 사용하는 안테나 선택 합성 다이버시티 시스템의 $\overline{BER_i^\tau}$ 을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{BER_i^\tau} = & -0.4 \left(\frac{2(M_i - 1)}{2(M_i - 1) + 3\bar{\gamma}} \right) \times \left[\exp \left\{ -s_{i+1} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right. \\ & \left. - \exp \left\{ -s_i \left(\frac{1}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right] \\ & + 0.4 \left(\frac{2(M_i - 1)}{2(M_i - 1) + 3\bar{\gamma}(2 - \rho)} \right) \times \left[\exp \left\{ -s_{i+1} \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right. \\ & \left. - \exp \left\{ -s_i \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} + \frac{3\rho}{2(M_i - 1) + 3(1 - \rho)\bar{\gamma}} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

식(20)과 식(22)를 식(15)에 대입하게 되면 본 논문에서 제안한 시스템 및 적응 변

조를 사용하는 안테나 선택 합성 다이버시티 시스템의 궤환 루프가 가지는 전송 지연에 대한 영향이 포함된 평균 비트 에러율 $\overline{BER}$ 를 구할 수 있다.

4. 수치 분석

본 절에서는 이번 장에서 제시한 시스템의 성능 분석 결과를 제시하고 다른 비교 대상 시스템과의 성능 비교 결과를 설명한다. 비교 대상 시스템으로는 안테나 다이버시티를 사용하지 않고 한 개의 안테나로만 수신하는 시스템과 선택 다이버시티 방식을 채용하는 시스템으로 한정하였다.

본 장에서 제안한 시스템은 순시 BER을 일정값 이하로 유지하는 조건하에 적응 변조를 하는 시스템으로 성능 비교를 위하여 먼저 순시 BER의 값을 10^{-3} 으로 설정하였다. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 특성들에 의하여 최대 평균 비트 전송 속도를 위한 안테나 교환 임계값은 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 중 하나가 되는 것으로 예상할 수 있었다. 수치 분석 결과 그림 7와 같이 평균 수신 SNR에 따른 최적 안테나 교환 임계값의 변화를 볼 수 있다. 앞으로 분석할 심볼 당 평균 비트수, 송신 중단 확률 그리고 비트 에러율에 대한 성능 분석 시 그림 7에 나타나 있는 평균 수신 SNR에 따른 최적 안테나 교환 임계값을 적용하여 성능 분석을 할 것이다.

그림 8은 식(6)를 이용하여 평균 BPS를 계산한 값으로 이 결과를 보면 안테나 선택 기반 시스템이 안테나 교환 기반 방식보다 평균 BPS 성능이 양호함을 알 수 있다. 이는 채널 상태와 관계없이 선택 합성 방식에서 사용하는 안테나의 채널 상태가 교환 합성 방식이 사용하는 안테나의 채널 상태와 동등하거나 또는 더 양호한 상태를 갖기 때문이다. 그리고 안테나 다이버시티 기술을 사용하지 않은 시스템은 안테나 다이버시티 기술을 사용한 시스템보다 사용하는 채널의 상태 측면에서 불리하기 때문에 평균 BPS성능이 떨어질 것이라는 것을 예상할 수 있으며 그

림 8의 결과를 통해 이를 확인할 수 있다.

제안한 시스템은 수신 SNR이 s_1 이하가 되면 전송을 중단하게 되고, 그림 10는 세 가지 시스템 모두에 대한 전송 중단 확률을 구한 것이다. 여기서도 안테나 선택 방식의 전송 중단 확률이 가장 낮으며 다음으로 안테나 교환 방식이 되고 단일 안테나를 사용하는 경우가 전송 중단 확률이 가장 높음을 알 수 있다. 안테나 교환 방식의 시스템은 평균 SNR의 변화에 따라 안테나 교환 임계값이 불연속적으로 달라지는 경우가 발생하며, 이에 따라 송신 중단 확률도 불연속적인 변화를 겪게 되는데 이를 그림 9에서 확인할 수 있다. 그리고 평균 SNR이 낮을 때 교환 다이버시티 기반 시스템이 갖는 송신 중단 확률이 선택 다이버시티 기반 시스템의 송신 중단 확률과 같다는 것을 그림 9에서 볼 수 있는데, 이는 평균 SNR이 낮을 때는 교환 다이버시티를 사용하는 시스템의 안테나 교환 임계값이 s_1 이 되며 이때 수신 SNR γ 가 s_1 이하가 될 확률은 선택 다이버시티를 사용하는 시스템에서 수신 SNR γ 가 s_1 이하가 되는 확률과 같기 때문이다.

그림 10은 식(15)를 이용하여 세 가지 시스템의 평균 BER 성능을 보여주고 있다. 당초 모든 시스템의 순간 BER을 10^{-3} 이하가 되도록 설계하였기 때문에 세 시스템 모두 평균 BER 성능은 당연히 10^{-3} 이하가 됨을 확인할 수 있다.

그림 11은 세 가지 시스템 모두에 전송 지연이 평균 BER에 미치는 영향을 보여주고 있다. [31]의 결과와 비슷하게 최대 도플러 주파수에 대해 정규화한 전송 지연의 값이 10^{-2} 이하가 되면 평균 BER에 변화가 없음을 알 수 있으며 안테나 다이버시티를 사용하는 두 시스템은 단일 안테나를 사용하는 시스템에 비해 전송 지연의 영향을 작게 받는 것을 알 수 있다.

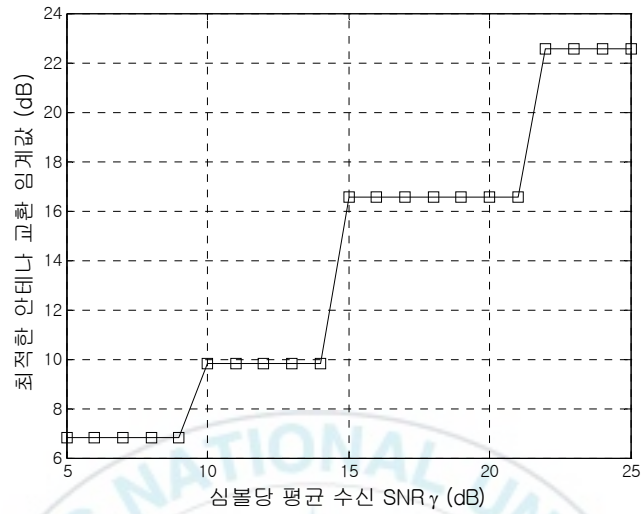


그림 7. 평균 수신 SNR에 대한 최적의 안테나 교환 임계값

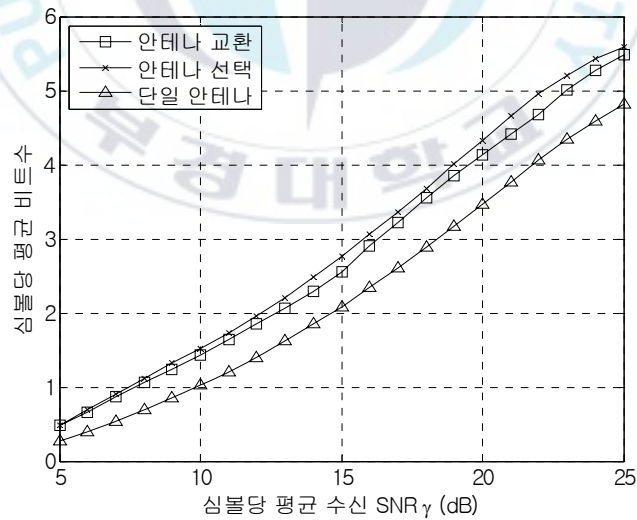


그림 8. 평균 BPS 성능 비교 (경로 개수 = 1)

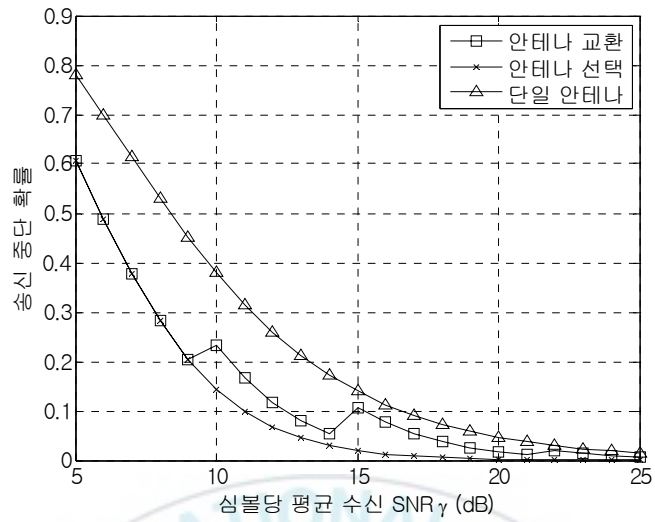


그림 9. 송신 중단 확률 (경로 개수 = 1)

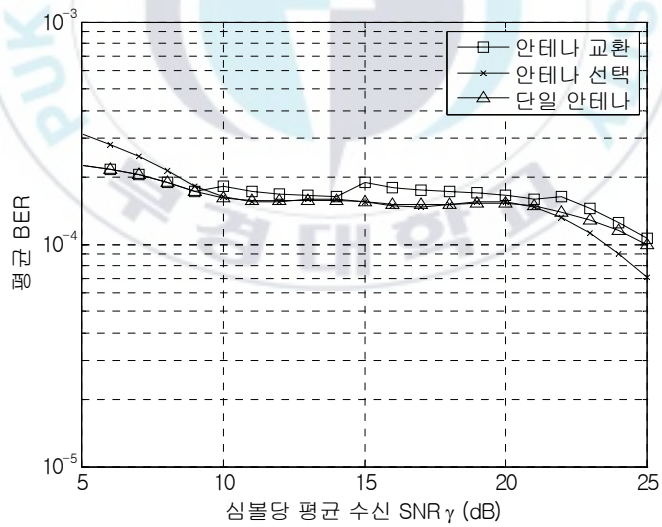


그림 10. 평균 BER 성능 (경로 개수 = 1)

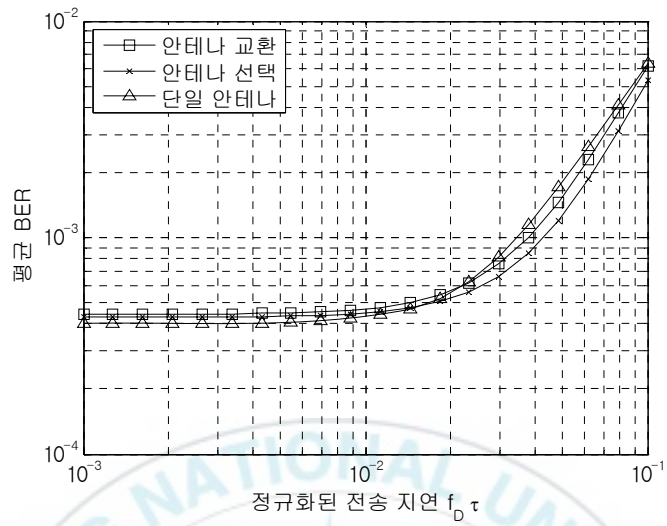


그림 11. 정규화된 전송 지연에 대한 평균 BER (경로 개수 = 1)

IV. 안테나 교환 다이버시티와 적응변조를 사용하는 대역확산 시스템

1. 시스템 구조

본 장에서는 앞 장에서 제안한 시스템과 동일한 기술을 사용하는 대역확산 시스템의 성능 분석을 앞 장과 동일한 절차로 알아보도록 하겠다.

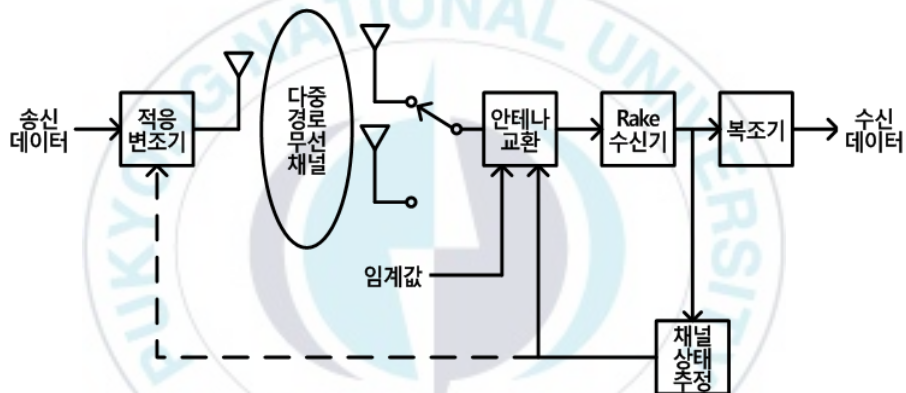


그림 12. 제안하는 기술을 사용하는 대역확산 시스템

2. 시스템의 성능 분석

그림 12의 대역확산 시스템은 그림 3의 시스템과 달리 대역 확산 방식을 사용하므로 각각 다른 전송지연을 통해 전송 되는 신호를 수신 위해 Rake수신 블록이 추가 되어 있다. 앞 절과 동일한 무선 채널을 사용한다고 가정하면 L 개의 경로를 갖는 다중 경로 채널에서 대역확산 시스템의 Rake 수신기를 통한 수신 SNR γ 은 다음과 같은 확률 밀도 함수 p^{SS} 를 갖는 것으로 알려져 있다[31].

$$p^{SS}(\gamma) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_k}\right) \quad (23)$$

위 식에서 $\pi_k \triangleq \prod_{i=1, i \neq k}^L \frac{\overline{\gamma_k}}{(\overline{\gamma_k} - \gamma_i)}$ 로 정의하며, 이때 $\overline{\gamma_k}$ 는 각 경로의 평균 SNR이다.

식(23)을 바탕으로 교환 다이버시티 출력단에 나타나는 수신 SNR γ 의 확률밀도 함수 p_{SSC}^{SS} 는 다음과 같다.

$$p_{SSC}^{SS}(\gamma) = \begin{cases} \left\{1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right)\right\} \times \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_k}\right) & \gamma < \gamma_T \\ \left\{2 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right)\right\} \times \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_k}\right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (24)$$

대역확산 시스템 역시 식(5)와 같은 적응 변조 방식을 사용하기 때문에 식(6)과 동일한 식으로 심볼 당 평균 비트수 $\overline{BPS}^{SS}$ 를 구할 수 있고, γ_T 값의 위치에 따라 식(7)에서 식(11)까지와 같은 방법으로 $\overline{BPS}_i^{SS}$ 을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_0^{SS} = & \left\{2 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right)\right\} \times \left\{\sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right)\right. \\ & \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right)\right\} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned}
\overline{BPS_1^{SS}} = & \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \\
& + \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) \right. \\
& \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned}
\overline{BPS_2^{SS}} = & \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) \right\} \\
& + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \\
& + \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \left\{ 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{27}$$

$$\begin{aligned}
\overline{BPS_3^{SS}} = & \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) \right. \\
& \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) \right\} \\
& + 4 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) + 2 \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right)
\end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned}
\overline{BPS_4^{SS}} = & \left\{ 1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \right\} \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) \right. \\
& \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) \right\} + 6 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right)
\end{aligned} \tag{29}$$

위 식(25)부터 식(29)까지를 정리하여 $\overline{BPS_i^{SS}}$ 에 대한 일반식을 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\overline{BPS_i^{SS}} = & \beta_1 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \beta_2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) + 2\beta_3 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) \\ & + 2\beta_4 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) - \log_2(M_i) \right\}\end{aligned}\quad (30)$$

여기서 β_j 는 식(13)과 같다.

앞 절과 동일한 방법으로 $\overline{BPS_i^{SS}}$ 의 최대값을 구하기 위하여 식(30)을 미분하게 되면 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}} = & \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right) \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_1}{\gamma_k}\right) + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_2}{\gamma_k}\right) \right. \\ & \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_3}{\gamma_k}\right) + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_4}{\gamma_k}\right) - \log_2(M_i) \right\}\end{aligned}\quad (31)$$

$\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}}$ 의 부호 변화에 따라 $\overline{BPS_i^{SS}}$ 의 최대값을 알아볼 수 있는데

$\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}}$ 의 특성을 아래와 같이 종합하였다.

가. $\sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\gamma_k}\right)$ 항은 γ_T 의 값에 따라 부호가 변화지 않음

나. $\sum_{k=1}^L \pi_k \exp\left(-\frac{s_i}{\gamma_k}\right)$ 항은 $s_i=0$ 일때 최대값이 1이 되며 γ_T 와 상관없이 상수

다. $\log_2(M_i)$ 항은 γ_T 이 위치한 구간에 따라 일정한 정수값

라. 1~3의 조건으로 인하여 $s_i \leq \gamma_T < s_{i+1}$ 일 때 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}}$ 의 부호는 변하지 않음

마. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_0^{SS}}$ 값은 항상 0 이상

바. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_4^{SS}}$ 의 값은 항상 0 이하

사. $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_0^{SS}} > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_1^{SS}} > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_2^{SS}} > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_3^{SS}} > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_4^{SS}}$

$\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}}$ 역시 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i}$ 와 같은 특성을 가지며 위의 특성들을 볼때 $\overline{BPS^{SS}}$

를 최대로 하는 γ_T 역시 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 중 하나가 되는 것으로 결론 내릴 수 있다.

3. 수치 분석

이번 장에서 제안한 대역확산 시스템의 성능 역시 앞 장과 동일하게 시스템의 심볼 당 평균 비트수, 송신 중단 확률, 평균 BER의 성능에 대하여 알아보겠다. 성능비교를 위한 비교 대상으로는 한 개의 안테나를 사용하는 대역확산 시스템과 선택 안테나 다이버시티를 사용하는 대역확산 시스템으로 한정하였다.

세 가지 대역확산 시스템 모두 순시 BER의 값을 10^{-3} 이하로 유지하는 조건하에

적응변조를 하는 시스템으로 설정하였다. 그리고 대역확산 시스템에서 사용하는 Rake수신기의 경로 수는 세 가지 경로($L=3$)로 가정하였고, 각 경로의 평균 SNR 은 $\overline{\gamma_1}=0.79192\overline{\gamma}$, $\overline{\gamma_2}=0.12424\overline{\gamma}$, $\overline{\gamma_3}=0.08384\overline{\gamma}$ [32]으로 설정하였다.

$\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS_i^{SS}}$ 의 특성들에 의하여 최대 평균 비트 전송 속도를 위한 안테나 교환 임계값은 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 중 하나가 되는 것을 예상할 수 있었고 수치 분석 결과 그림 13을 통해 평균 수신 SNR에 따른 최적 안테나 교환 임계값의 변화를 확인 해 볼 수 있다.

그림 14는 식(6)를 이용하여 평균 BPS를 계산한 결과로 앞 장과 동일하게 안테나 선택 기반 시스템이 가장 우수한 성능을 보이며, 안테나 다이버시티 기술을 사용하지 않는 시스템의 성능이 가장 떨어짐을 확인할 수 있다. 그리고 그림 8과 14를 비교하여 볼 때 안테나 다이버시티를 사용하는 두 시스템 간의 평균 BPS 성능 차이는 전송 경로 개수가 많아질수록 줄어들음을 확인할 수 있다. 이는 여러 경로를 통해 수신된 신호를 Rake 수신기를 사용하여 통합하는 과정에서 페이딩의 영향이 감소하기 때문이다.

그림 15는 시스템의 전송 중단 확률을 보여주고 있다. 이 결과 역시 앞 장과 동일하게 안테나 교환 임계값의 불연속에 의하여 송신 중단 확률도 불연속적인 변화를 보이며, 평균 SNR이 낮을 때 교환 다이버시티 기반 시스템이 갖는 송신 중단 확률이 선택 다이버시티 기반 시스템의 송신 중단 확률과 같은 성능 특성을 보인다. 평균 BER 성능의 경우 모든 시스템의 순간 BER이 10^{-3} 이하가 됨을 그림 16을 통해 확인할 수 있다.

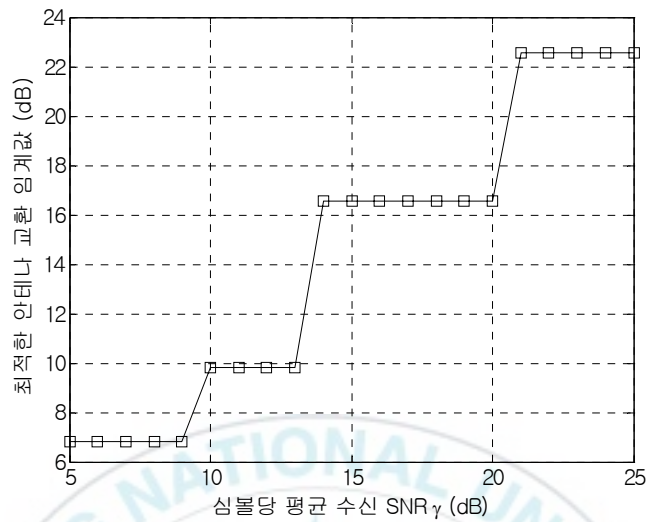


그림 13. 평균 수신 SNR에 대한 최적의 안테나 교환 임계값 (대역 확산 시스템)

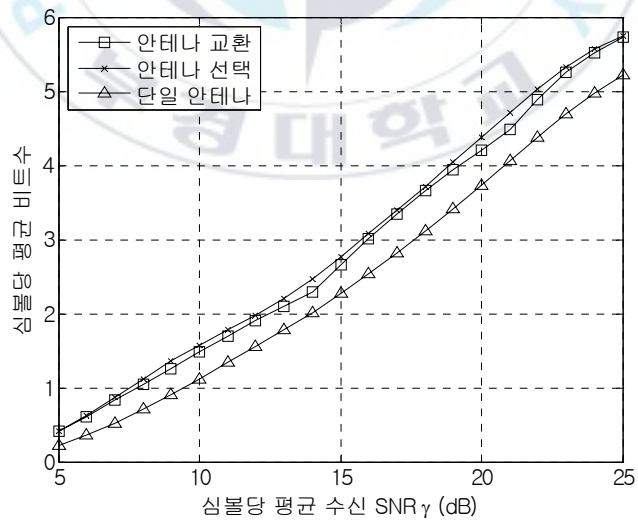


그림 14 평균 BPS 성능 비교 (경로 개수 = 3)

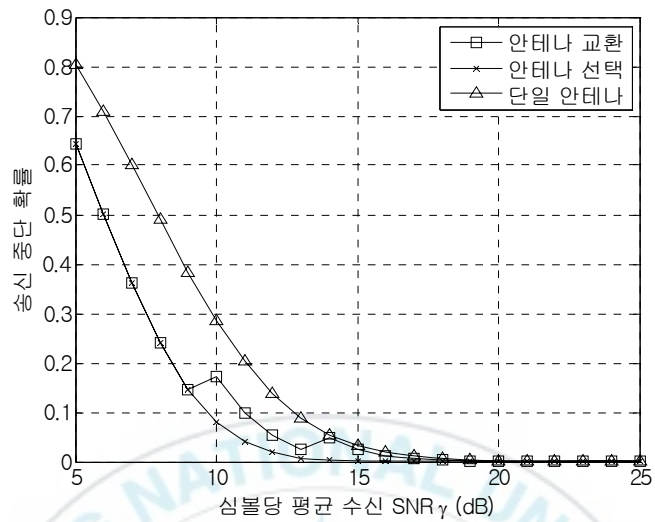


그림 15. 송신 중단 확률 (경로 개수 = 3)

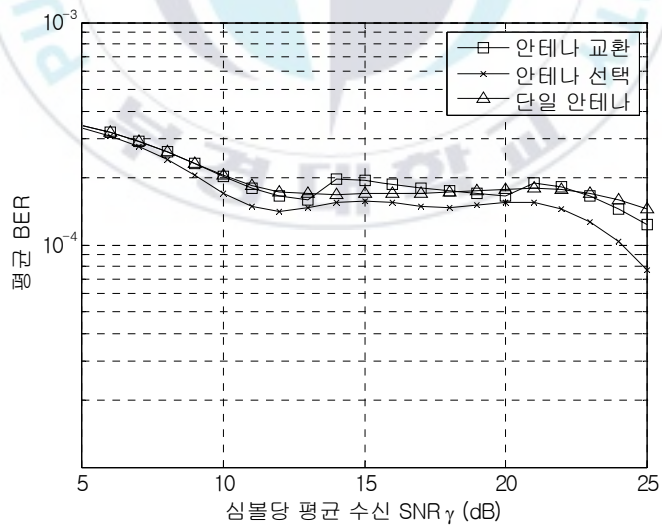


그림 16. 평균 BER 성능 (경로 개수 = 3)

V. 결 론

본 논문에서는 안테나 교환 다이버시티와 적응 변조를 사용하는 시스템을 제안하고, 대역확산 시스템에 대해서도 적용해 보았다. 평균 전송 성능이 최대가 되도록 하는 안테나 교환 임계값을 유도하였으며, 그 성능을 단일 안테나를 사용하는 방식 및 선택 다이버시티를 사용한 방식과 비교 분석하였다. 마지막으로 실제 시스템에서 발생하는 전송 지연의 영향에 대해서 알아보았다.

본 논문의 성능 비교 결과 제안한 시스템은 당연히 단일 안테나 시스템보다 성능이 뛰어나고 안테나 선택 방식에 비해 성능은 다소 떨어지지만 대역 확산을 사용하는 시스템의 경우와 수신 SNR이 낮은 환경에서는 평균 비트 전송 성능과 송신 중단 확률 측면에서 안테나 선택 방식과 거의 대등한 성능을 보임을 확인할 수 있었다. 추가적으로 궤환 정보의 정규화한 전송 지연 값이 10^{-2} 이하가 되면 시스템의 BER 성능에 영향을 주지 않음을 확인하였다. 따라서 시스템의 구현 측면에서 복잡도가 중요한 변수로 작용하는 응용 분야에서는 비교적 RF 회로가 간단하다는 이점을 갖는 안테나 교환 다이버시티를 활용하는 방안이 보다 적합한 선택이 될 수 있다.

마지막으로 제안한 방식에 대한 더욱 실제적인 성능 분석을 위하여 궤환 정보의 정확도에 대한 연구 및 안테나 스위칭이 시스템의 성능에 주는 영향 등에 대한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Simon M. and Alouini M-S, *Digital Communications over Fading Channel : A Unified Approach to Performance Analysis*, John Wiley & Sons Publishers, 2000.
- [2] D.Brennan, "Linear diversity combining techniques," *Proc. IRE.*, vol. 47, pp. 1075-1102, June. 1959.
- [3] J. F. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun.Technol.*, vol. COM-16, pp. 29-34, Feb. 1968.
- [4] J. K. Cavers, "Variable-rate transmission for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-20, pp. 15-22, Feb. 1972.
- [5] Viterbi A. J., Wolf J. K., Zehavi E., Padovani R., "A pragmatic approach to trellis-coded modulation," *Communications Magazine. IEEE.*, Vol.27, pp. 11-19, July. 1989.
- [6] B. Vucetic, "An adaptive coding scheme for time-varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 653-663, May. 1991.
- [7] S. Otsuki, S. Sampei, and N. Morinaga, "Square-QAM adaptive modulation/TDMA/TDD systems using modulation level estimation with Walsh function," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 169-171, Feb. 1995.
- [8] W. T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2223-2230, July 1995.
- [9] Y. Kamio, S. Sampei, H. Sasaoka, and N. Morinaga, "Performance of modulation-level-controlled adaptive-modulation under limited transmission delay time for land mobile communications," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*

- VTC'95, Chicago, IL, pp. 221-225, July. 1995.
- [10] J. M. Torrance and L. Hanzo, "Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 718-719, Apr. 1996.
- [11] M.-S. Alouini and A. Goldsmith, "Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels," in *Proc. Communication Theory Mini-Conf. (CTMC-VI) in conjunction with IEEE Global Communication Conf. GLOBECOM'97*, Phoenix, AZ, pp. 218-223, Nov. 1997.
- [12] V. O. Hentinen, "Error performance for adaptive transmission on fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 1331-1337, Sept. 1974.
- [13] A. Goldsmith and P. Varaiya, "Increasing spectral efficiency through power control," *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. ICC'93*, Geneva, Switzerland, pp. 600-604, June. 1993.
- [14] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phaseshift keying for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2305-2314, June. 1994.
- [15] A. Goldsmith and S. G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, pp. 595-602, May. 1998.
- [16] T. Ue, S. Sampei, and N. Morinaga, "Symbol rate and modulation level controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for personal communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E78-B, pp. 1117-1124, Aug. 1995.
- [17] H. Matsuoka, S. Sampei, N. Morinaga, and Y. Kamio, "Adaptive modulation system with variable coding rate concatenated code for high quality multi-media communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp.

328-334, Mar. 1996.

- [18] M-S. Alouni and A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation over Nakagami fading channels," *Kluwer Wireless Personal Commun.*, vol. 13, pp. 119-143, May. 2000.
- [19] J. F. Paris, M. C. Aguayo-Torres and J. T. Entrambasaguas, "Impact of imperfect channel estimation on adaptive modulation performance in flat fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 5, pp. 716-720, May. 2004.
- [20] G. E. Oien, H. Holm and K. J. Hole, "Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Techn.*, vol. 52, no. 5, pp. 758-769, May. 2004.
- [21] S. Falahati, A. Svensson, M. Sternad y T. Ekman, "Adaptive modulation systems for predicted wireless channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no. 2, pp. 307-316, Feb. 2004.
- [22] X. Cai and G. B. Giannakis, "Adaptive PSAM accounting for channel estimation and prediction errors," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 1, pp. 246-256, Jan. 2005.
- [23] T. Suzuki, S. Sampei, and N. Morinaga, "Directive antenna diversity reception scheme for an adaptive modulation system in high mobility land mobile communications," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79, no. 3, pp. 335-341, March. 1996.
- [24] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," *IEEE Trans. Veh Technol.*, vol. 48, no. 4, pp.1165-1181, July. 1999.
- [25] H. Shengquan, A. Duel-Hallen, and H. Hallen, "Adaptive modulation for transmitter antenna diversity mobile radio systems," *Proceedings of IEEE*

International Symposium on Information Theory, pp. 105, July. 2002.

- [26] M. Torabi and M.R. Soleymani, "Variable-rate OFDM systems with selective antenna diversity and adaptive modulation," *Proc. IEEE VTC 2003-Spring*, pp.562-566, April. 2003.
- [27] Yonghong Qiu, Ya-Han Pan, Zhigang Cao and Letaief, K.B., "Constant rate adaptive modulation with selection transmit diversity for broadband OFDM systems," *14th IEEE international Symposium*, vol. 1, pp. 722-726, Sept. 2003.
- [28] A. J. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Nov. 1997.
- [29] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [30] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels," *IEEE GLOBECOM Conf.*, Nov. 1997, submitted.
- [31] B. J. Choi, M. Munster, L.-L. Yang and L. Hanzo, "Performance of Rake receiver assisted adaptive-modulation based CDMA over frequency selective slow Rayleigh fading channels," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 247-249, Feb. 2001.
- [32] B. J. Choi, M. Munster, L.-L. Yang and L. Hanzo, "Performance of Rake receiver assisted adaptive-modulation based CDMA over frequency selective slow Rayleigh fading channels," *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 247-249, Feb. 2001.

감사의 글

2007년 6월, 어느덧 연구실에서 공부한지 4년 6개월이라는 시간이 흘렀습니다. 그동안의 학업에 대한 많은 지식과 잊지 못할 추억들을 가지고 졸업을 하려 합니다. 처음 연구실 생활을 시작할 때의 초심을 잃지 않으며, 전공에 대한 자부심을 가지고 “사회에서 꼭 인정받는 사람이 되겠다.”는 목표를 잃지 않고 생활하겠습니다. 그리고 지금의 제가 있게 한 많은 분들께 이 짧은 글로나마 고마운 마음을 대신하려 합니다.

누구보다 먼저 부족한 저에게 격려와 충고를 잊지 않으시고, 많은 가르침과 용기를 주신 임창현 교수님께 진심으로 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 그동안의 여러 수행 과제와 몇 편의 논문은 교수님의 격려와 지도가 없이는 얻을 수 없는 결과물들이었습니다. 또한 논문 심사를 해주신 강근택교수님과 이원창교수님께 감사드립니다.

그리고 학부 때 연구실에서 밤늦게 함께 시험공부 하던 진호, 수업을 같이 들으며 늘 자리잡아주던 성애, 창작경진대회를 함께 준비한 명준이에게 감사의 말을 전합니다.

회사에 경험한 전공 지식을 가르쳐 주신 준석선배, 처음 연구실에서 잘 적응할 수 있게 배려해준 은숙이누나, 가끔 연구실에 들러 좋은 이야기 해주신 종만선배와 준오 선배에게 감사의 말을 전합니다.

마지막으로 설명이 필요 없이 언제나 제 옆에서 저를 지켜온 민아와 아낌없는 충고를 해준 누나, 언제나 저를 믿고 저의 의견을 존중해주신 부모님께 진심 어린 감사를 드립니다. 이 짧은 글로 모든 분을 담을 수는 없지만 저를 아껴주신 모든 분들에게 감사의 마음을 전해 드립니다.

뒤를 돌아보며.

박진규