

적응 MQAM을 이용한 선택적 송신 다이버시티 기술

정희원 임창헌*, 권종만**

A Selection Transmit Diversity with Adaptive MQAM

Chang-Heon Lim*, Jong-Man Kwon** *Regular Members*

요 약

선택적 송신 다이버시티(selection transmit diversity)는 무선 채널에서 발생하는 페이딩의 영향을 완화시키는 데 효과적인 수단으로 알려져 있다. 그러나 이 방식을 사용한다고 하더라도 수신 신호의 SNR 변동이 완전히 사라지는 것은 아니다. 본 논문에서는 페이딩에 따른 SNR의 변동을 효과적으로 활용하여 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 향상시키는 것으로 알려진 적응 변조(adaptive modulation) 기술을 기존의 선택적 송신 다이버시티에 적용하는 방안을 제안하고, 성능을 분석한다. 성능 분석 결과, 주파수 비선형적인 레일레이 페이딩(flat Rayleigh fading) 환경에서 BER = 10^{-3} 과 2 bps/Hz의 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 송신 SNR을 비교할 때, 제안한 방식이 적응 변조를 사용하지 않는 기존의 선택적 송신 다이버시티 방식에 비해 약 7 dB 정도의 송신 SNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

ABSTRACT

The selection transmit diversity is known to be an effective means to mitigate the deep fading in a wireless channel. However, it may not completely eliminate the SNR fluctuation of a received signal at the receiver. This paper presents an application of an adaptive modulation effectively exploiting the SNR variation over the time for a higher spectral efficiency to the conventional selection transmit diversity and analyzes its performance. Numerical results show that the proposed scheme can achieve a SNR gain of about 7 dB over the conventional selection transmit diversity without using the adaptive modulation technique in a flat Rayleigh fading environment, when the BER of 10^{-3} and the spectral efficiency of 2 bps/Hz are required.

1. 서론

최근 유선 인터넷을 통해 다양한 형태의 정보를 전송하는 초고속 멀티미디어 통신이 활발하게 보급되고 있는데, 이는 멀티 미디어 정보 서비스에 대한 수요가 급증하고 있음을 반증하는 것이라 할 수 있다. 그리고 이러한 추세는 무선 통신 시스템에도 영향을 주어, 무선 통신의 형태로 멀티 미디어 정보 서비스를 지원하는 기술에 대한 연구가 현재 활발하게 전개되고 있다. 조만간 서비스를 시작할 IMT-2000 시스템은 이러한 노력의 대표적인 예로서, 멀티미디어 정보 서비스를 제공하는 것이 주요

기능 중의 하나로 알려져 있다.

일반적으로 멀티 미디어 서비스를 성공적으로 제공하기 위해서는 고속의 데이터 전송 능력이 전제되어야 가능하다. 하지만 사용 가능한 무선 주파수 자원이 한정되어 있다는 점을 고려한다면, 추가로 주파수 자원을 사용하여 데이터 전송 능력을 높이는 것은 바람직하지 않다. 그러므로 기존의 주파수 자원을 좀 더 효과적으로 활용하는 방안을 연구하는 것이 보다 현실적인 방안이라 할 수 있다.

무선 채널을 통한 신호 전송에 있어서 가장 문제가 되는 것 중의 하나가 채널의 페이딩(fading) 현상이다. 지금까지 여러 가지 페이딩 대처 방법이 제안된 바 있으나, 그 중에 대표적인 것이 수신 안테

* 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(chlim@pknu.ac.kr), ** 부경대학교 전자공학과(mcdonald@fourier.pknu.ac.kr)
논문번호 : 010396-1214, 접수일자 : 2001년 12월 14일

나 다이버시티(receiver antenna diversity) 기술^[1]이다. 이 방식은 수신기에 복수의 안테나를 설치하고, 이를 활용하여 다이버시티 이득을 실현하고자 하는 방식으로, 비교적 구조가 간단하면서 성능도 우수한 것으로 알려져 있다. 그러나 수신 안테나 다이버시티를 사용하기 위해서는 복수의 안테나를 설치할 공간이 필요하고, 복수의 안테나로부터 입력되는 신호를 처리하기 위하여 수신기의 구성이 좀 더 복잡해질 수 있다. 따라서 셀룰러 이동 통신 방식의 역방향 링크(reverse link)와 같이 이러한 제약 조건을 수용할 수 있는 경우에 많이 사용되고 있다. 기지국(base station)은 공간이나 시스템의 복잡도 측면에서 여유가 있기 때문이다.

통신 서비스의 종류에 따라서는 역방향 링크보다는 순방향 링크의 용량이 더 중요한 경우가 있다. 인터넷이나 VOD(video on demand) 서비스가 대표적인 예이다. 순방향 링크의 전송 능력을 높이기 위해 앞서 언급한 수신 안테나 다이버시티 기술을 사용하는 것은 현실적으로 곤란하다. 왜냐하면 기지국과는 달리 이동 통신 단말기는 기본적으로 휴대 장치의 성격을 갖고 있어, 다수의 안테나를 설치할 만한 공간을 확보하기가 어렵고, 경우에 따라서는 부가적으로 수반되는 시스템 복잡도 또한 수용하기 곤란할 수 있기 때문이다. 이에 대한 해결책으로 현재 많은 연구가 진행되고 있는 기술이 송신 다이버시티(transmit diversity) 기술^[2]이다.

송신 다이버시티 기술은 송신기에 다수의 안테나를 설치하고, 이를 활용하여 수신 안테나 다이버시티를 사용했을 때와 유사한 효과를 얻고자 하는 방식이다^[2]. 그러므로 이를 셀룰러 이동 통신 시스템에 적용한다면, 기지국에 복수의 안테나를 설치하여 순방향 링크의 전송 능력을 향상시킬 수 있기 때문에, 수신 안테나 다이버시티를 사용함으로써 발생하는 문제를 피할 수 있다. 따라서 순방향 링크의 전송 능력이 중요시되는 무선 시스템에서 송신 다이버시티 기술은 긴요한 수단이 될 수 있다.

본 논문은 송신 다이버시티 방법 중의 하나인 선택적 송신 다이버시티(selection transmit diversity) 기술^[3]의 스펙트럼 효율을 개선하는 방안을 다루고 있다. 선택적 송신 다이버시티는 송신기에 설치한 다수의 송신 안테나 중에서 가장 좋은 채널 특성을 보이는 안테나를 선택하여 신호 전송에 사용하는 방식이다. 따라서 페이딩에 의해 수신 SNR이 급격히 악화되는 현상을 회피하는데 효과적이다. 그러나 수신 신호의 SNR이 변동하는 것은 피할 수 없다.

본 논문에서는 선택적 송신 다이버시티 방식이 갖는 스펙트럼 효율을 높이는 방안으로, 적응 변조(adaptive modulation) 기술을 기존의 선택적 송신 다이버시티에 적용한 방식을 제안하고, 성능 분석을 통해 어느 정도의 이득을 얻을 수 있는지 살펴보고자 한다. 적응 변조 또는 적응 전송 기술이란 채널의 상태에 따라 전송 방식과 관련한 파라미터를 조정하여 전송 속도를 높이거나 BER 성능을 개선하는 방안을 가리킨다. 여기에서 전송 방식과 관련한 파라미터란 송신 전력(transmit power), 신호 성운의 크기(constellation size), 심볼 주기(symbol period) 등이다. 앞에서 언급한 바와 같이 선택적 송신 다이버시티 기술을 사용하면 페이딩의 영향을 줄일 수는 있지만, 여전히 어느 정도의 페이딩 영향이 남아 있게 되는데, 이를 적응 변조를 사용하여 활용한다면 스펙트럼 효율을 한층 더 높일 수 있을 것으로 예상할 수 있다.

본 논문의 구성은 I장의 서론에 이어, II장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 시스템의 구조를 설명하고, III장에서는 제안한 시스템의 스펙트럼 효율을 분석하며, IV장에서는 기존 선택적 송신 다이버시티 시스템과의 성능 비교를 한 후, V장에서 결론을 맺는 형태로 되어 있다.

II. 적응 변조를 사용한 선택적 송신 다이버시티 시스템

그림 1은 본 논문에서 제안하는 시스템의 구조를 블록도 형태로 표현한 것이다. 먼저 정보 비트들은 QAM 변조기에 순차적으로 입력된 후, QAM 심볼 열로 변환된다. 이 때 QAM 심볼의 성운 크기 M 과 심볼 에너지는 해당 심볼을 전송할 때 사용하는 송신 안테나의 순시 채널 전력이득(instantaneous channel power gain)에 의해 결정된다. 여기에서 심볼 전송에 사용되는 송신 안테나는 심볼 전송을 하는 시점에서 가장 큰 채널 이득을 보이는 송신 안

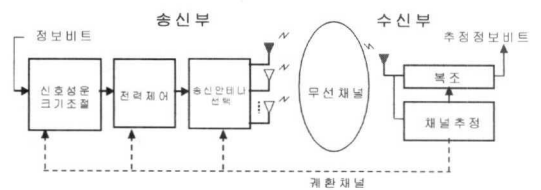


그림 1. 적응 MQAM을 사용한 선택적 송신 다이버시티 시스템

테나이다. 한편, 무선 채널을 통해 수신 안테나에 도달한 신호는 위상 동기식(coherent) QAM 복조기를 거쳐 송신된 정보 비트에 대한 추정값으로 변환되며, 동시에 채널의 상태를 추정하는 데에도 사용된다. 수신기가 수신된 QAM 심볼을 복조하기 위해서는 해당 QAM 심볼의 성운 크기 M 을 알아야 하는데, 이 정보는 데이터와 함께 수신기에 전달될 수 있기 때문에, 본 논문에서는 수신기가 이에 대한 정보를 알고 있다고 가정한다. 그리고 채널 상태에 관한 정보들은 오류(error) 없이 궤환 채널(feedback channel)을 통해서 송신기 측으로 전달되는 것으로 가정한다.

마지막으로 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상태는 레일리(Rayleigh) 페이딩 모델을 따른다고 가정하며, 복수의 송신 안테나는 서로 독립적인 페이딩 특성을 가질 수 있도록 공간적으로 충분히 떨어져 있다고 가정한다.

III. 스펙트럼 효율 성능 분석

1. QAM 신호 성운의 크기 M 이 연속적인 값을 갖는 경우

QAM 신호 성운의 크기가 M 이고, 평균 심볼 에너지가 E_s 인 QAM 심볼이 단방향 잡음전력 밀도가 N_0 인 AWGN 채널환경에서 위상 동기식(coherent)으로 검출된다면, $M \geq 4$ 이고, $0 \leq E_s/N_0 \leq 30$ dB 인 영역에서 BER은 다음과 같은 부등 관계를 만족하는 것으로 알려져 있다[4].

$$BER \leq 0.2 \exp[-1.5 \gamma / (M-1)] \quad (1)$$

여기에서 γ 는 E_s/N_0 를 가리킨다.

본 논문에서 제안한 방식이 사용하는 적응 변조 방식은 순시 채널 상태에 따라 신호 전력과 신호 성운의 크기를 조절하는 방식이다. 순시 채널 상태는 매 순간 채널의 이득을 반영하는 것으로, 본 논문에서는 이를 γ 로 표시하고 [4]에서와 마찬가지로 $\gamma = \bar{S}g/N_0B$ 로 정의한다. 이 정의에서 \bar{S} 는 평균 송신 전력, g 는 채널 전력 이득, B 는 전송에 사용되는 주파수 대역폭을 나타낸다. $S(\gamma)$ 는 채널 상태가 γ 일 때 사용하는 송신 전력을 나타내며, 다음과 같이 송신 전력의 평균값이 주어진 최대 평균 전력 \bar{S} 이하가 되어야 한다는 조건을 만족하는 것으로 한다.

$$\int_0^\infty S(\gamma)p(\gamma)d\gamma \leq \bar{S} \quad (2)$$

여기에서 $p(\gamma)$ 는 γ 의 확률 밀도 함수(probability density function)를 나타낸다.

한편, 적응 변조 시스템이 모든 채널 상태에서 주어진 BER 요구 사항을 만족하려면, 채널 상태가 γ 일때 신호 성운의 크기 $M(\gamma)$ 는 수신 심볼의 SNR $\gamma S(\gamma)/\bar{S}$ 와 다음과 같이 연관됨을 식 (1)의 관계로부터 유도할 수 있다.

$$M(\gamma) = 1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)} \frac{S(\gamma)}{\bar{S}} \quad (3)$$

따라서, 평균 스펙트럼 효율 $E[\log_2 M(\gamma)]$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} &Max E[\log_2 M(\gamma)] \\ &= \int_0^\infty \log_2 \left(1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)} \frac{S(\gamma)}{\bar{S}} \right) p(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)는 평균 스펙트럼 효율이 전력 조절 규칙 $S(\gamma)$ 에 따라 변한다는 것을 보여준다. 전력 조절 규칙 $S(\gamma)$ 가 (2)의 평균 송신 전력 제한 조건을 만족하는 동시에 식 (4)로 표현한 평균 스펙트럼 효율을 최대로 하기 위해서는 변분법(calculus of variation)에 의해 $S(\gamma)$ 가 다음과 같은 형태가 되어야 한다.

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma K} & \gamma \geq \gamma_0/K \\ 0 & \gamma < \gamma_0/K \end{cases} \quad (5)$$

여기에서 γ_0/K 는 송신 전력이 0 이상이 되기 위한 최소의 채널 상태를 가리키는 것으로, $K = -1.5/\ln(5BER)$ 로 정의한다. 식 (5)가 표현하는 전력 조절 방법의 기본적인 개념은 채널의 상태가 양호할수록 더 많은 송신전력을 할애한다는 것이다. 최종적으로 적응 변조를 사용하여 획득할 수 있는 최대 스펙트럼 효율 R/B 는 식 (5)를 식 (4)에 대입하여 결정할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

$$R/B = \int_{\gamma_K}^\infty \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_K} \right) p(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

여기에서 γ_K 는 γ_0/K 를 가리킨다. 한편, 식

(5)를 식 (3)에 대입하면, 채널 상태 γ 와 신호 성운 조절 방법 $M(\gamma)$ 의 관계를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} \frac{\gamma}{\gamma_o/K} & \gamma \geq \gamma_o/K \\ 0 & \gamma < \gamma_o/K. \end{cases} \quad (7)$$

지금까지의 내용을 토대로 본 논문에서 제안한 방식의 스펙트럼 효율을 지금부터 분석하고자 한다. 제안한 방식처럼 L 개의 송신 안테나 중에서 채널 이득이 최대인 송신 안테나를 선택하여 신호 전송에 사용한다면, 각 송신 안테나로부터 수신 안테나까지의 페이딩 특성이 레일레이 분포를 따르고 통계적으로 독립적일 때, 실제 전송에 사용된 채널의 상태를 나타내는 γ 의 확률 밀도 함수 $p_L(\gamma)$ 는 다음과 같은 형태를 갖는다^[2].

$$p_L(\gamma) = \frac{\Gamma}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{L-1} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (8)$$

여기에서 Γ 는 γ 의 평균값을 의미하는 것으로 $\Gamma = \bar{S} T_s / N_o$ 가 된다. 그러므로 식 (8)을 식 (6)에 대입하면, 본 논문이 제안한 방식의 스펙트럼 효율 R/B 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$R/B = \int_{\gamma_k}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_K} \right) p(\gamma) d\gamma \quad (9)$$

$$= \ln 2 \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L}{k} (-1)^{L-k} Ei \left(-\frac{\gamma_K}{\Gamma} (L-k) \right)$$

여기에서 지수적분함수 $Ei(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^t}{t} dt$ 이며,

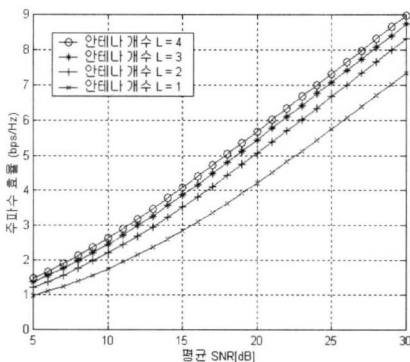


그림 2. 신호 성운의 크기가 연속적인 값을 가질 때, 제안한 시스템의 스펙트럼 효율

$x < 0$ 일 때 성립한다. 그림 2는 본 논문에서 제안한 방식이 레일레이 페이딩 채널환경에서 10^{-3} 의 BER을 만족한다는 전제 아래, 해당 시스템이 갖는 스펙트럼 효율을 여러 가지 안테나 개수 L 에 대하여 나타낸 것이다.

2. 신호 성운의 크기 M 이 이산적인 값을 갖는 경우

식 (9)의 스펙트럼 효율은 신호 성운의 크기가 임의의 실수값이 될 수 있는 경우의 결과이다. 그러나 실제 시스템에서 신호 성운의 크기는 이산적인 몇 개의 값들로 제한되기 때문에 이에 대한 성능 분석이 필요하다. 본 절에서는 이 경우에 대한 스펙트럼 효율을 계산하고자 한다.

먼저, 신호 성운의 크기는 $\{M_0=0, M_1, M_2, \dots, M_N\}$ 라는 $N+1$ 개의 값들 중의 하나로 제한한다고 가정한다. 그러면 신호 성운 선택 규칙 $M(\gamma)$ 는 채널 상태와 그에 대응되는 신호 성운 크기의 함수 관계를 표현하는 것으로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \gamma < T_1 \\ M_1 & T_1 \leq \gamma < T_2 \\ \vdots & \vdots \\ M_N & T_N \leq \gamma < \infty \end{cases} \quad (10)$$

여기서, T_i 는 신호 성운의 크기 M_i 에 대응되는 채널 상태 γ 중에서 가장 작은 값을 가리킨다. 본 논문에서 제안한 시스템은 어떠한 채널 상태 γ 에 대해서도 원하는 BER 성능을 만족해야 하는 것으로 규정했기 때문에, 식 (10)에 대응되는 전력 제어 규칙 $S(\gamma)$ 는 다음과 같이 되어야 한다.

$$\frac{S(\gamma)}{S} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \gamma < T_1 \\ \frac{(M_1-1)}{\gamma K} & T_1 \leq \gamma < T_2 \\ \vdots & \vdots \\ \frac{(M_N-1)}{\gamma K} & T_N \leq \gamma < \infty \end{cases} \quad (11)$$

최종적으로 신호 성운의 크기가 이산적일 때, 본 논문이 제안하는 시스템의 스펙트럼 효율 R/B 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R/B = \sum_{i=1}^N \log_2 M_i \int_{T_i}^{T_{i+1}} p(\gamma) d\gamma \quad (12)$$

여기에서 $T_{N+1} = \infty$ 로 정의한다. 식 (12)를 살펴

보면, 스펙트럼 효율 R/B 가 N 개의 매개 변수 $\{T_i, i=1, \dots, N\}$ 들의 함수가 된다는 것을 알 수 있다. 그러므로 최대의 스펙트럼 효율은 식 (12)를 $\{T_i\}$ 에 대해서 최대화시킴으로써 얻을 수 있다. 이때 $\{T_i\}$ 는 송신 전력 조절 규칙인 $S(\gamma)$ 와 관련이 있기 때문에, 궁극적으로 평균 전송 전력 제한 조건의 영향을 받는다. 따라서 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\sum_{i=1}^N \int_{T_i}^{T_{i+1}} \frac{M_i - 1}{\gamma K} p(\gamma) d\gamma = 1 \quad (13)$$

결과적으로, 신호 성운의 크기가 이산적인 값을 가질 때, 그림 1의 시스템이 갖는 최대의 스펙트럼 효율을 찾는 문제는 제한된 다차원 최적화 문제 (constrained multi-dimensional optimization problem)가 되며, Lagrange multiplier 방법을 이용하여 해결할 수 있다⁶⁾. 이 방법을 사용한다면, Lagrangian F 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$F = \sum_{i=1}^N \log_2(M_i) \int_{T_i}^{T_{i+1}} p(\gamma) d\gamma - \lambda \left(\sum_{i=1}^N \int_{T_i}^{T_{i+1}} \frac{M_i - 1}{\gamma K} p(\gamma) d\gamma - 1 \right). \quad (14)$$

그러면 $\{T_i\}$ 의 최적값은 식 (14)를 $\{T_i\}$ 에 대해서 미분한 결과가 0이 되는 조건으로부터 구할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

$$T_i = \frac{\lambda(M_i - 1)}{K \log_2 M_i} \quad i = 1 \quad (15)$$

$$T_i = \frac{\lambda(M_i - M_{i-1})}{K(\log_2 M_i - \log_2 M_{i-1})} \quad i = 2, \dots, N \quad (16)$$

여기에서 λ 는 평균 전력 제한 조건에 관한 식 (13)으로부터 결정할 수 있다. 만일 신호 성운 $\{M_i\}$ 가 $M_0 = 0, M_i = M_1^i (i = 1, 2, \dots, N)$ 의 형태로 제한되는 경우에는 $\{T_i\}$ 는 다음과 같이 간략하게 정리가 된다.

$$T_i = \frac{\lambda(1 - 1/M_i)}{K \log_2 M_i} M_i \quad i = 1, \dots, N \quad (17)$$

그러므로 신호 성운의 크기가 이산적인 분포를 가질 때, 본 논문에서 제안한 시스템이 갖는 스펙트럼 효율 R/B 는 식 (15)와 식 (16)의 결과를 식 (12)

에 대입함으로써 결정할 수 있다.

앞 절에서와 마찬가지로 본 논문에서 제안한 시스템이 레일레이 페이딩 채널환경에서 10^{-3} 의 BER을 만족해야 한다는 전제 아래, 해당 시스템이 갖는 스펙트럼 효율을 여러 가지 안테나 개수 L 에 대하여 계산하여 그림 3에 도시하였다. 이 결과를 얻기 위해 사용된 QAM 신호 성운의 크기는 $\{0, 4, 16, 64\}$ 라는 네 가지로 제한하였다. 그림에서 보듯이 송신 안테나의 개수가 증가할수록 스펙트럼 효율이 높아짐을 알 수 있으며, 특히 $L=1$ 에서 $L=2$ 로 증가할 때 스펙트럼 효율의 증가폭이 가장 큼을 알 수 있다.

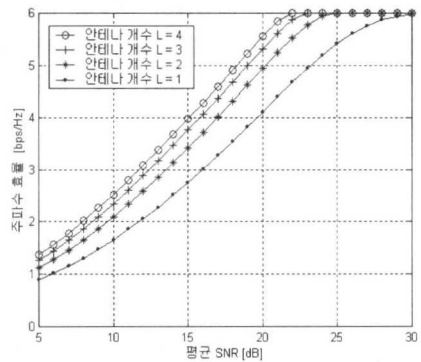


그림 3. 신호 성운의 크기가 이산적인 값을 가질 때, 제안한 시스템의 스펙트럼 효율

IV. 기존의 선택적 송신 다이버시티와의 성능 비교

본 절에서는 본 논문에서 제안한 방식과 기존의 선택적 송신 다이버시티의 성능을 비교하고자 한다. 비교 기준으로는 동일한 BER 조건을 만족시키기 위해서 필요한 SNR 값을 선택하였다.

[7]에 따르면, 그레이 코드(Gray code)를 사용한 정방형(square) QAM 방식이 AWGN 환경에서 갖는 BER $P_{b,QAM}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{b,QAM} = 2\alpha_M Q(\sqrt{2\beta_M \gamma}) \quad (18)$$

여기에서, $\alpha_M = \frac{2}{\log_2 M}$ 와 $\beta_M = \frac{3}{2(M-1)}$ 이다.

[8]에서 사용한 비트 오류 계산 방법을 사용하면, 기존의 선택적 송신 다이버시티 방식이 레일레이 페이딩 채널 환경에서 QAM 위상 동기(coherent) 검출 방식을 사용할 때 얻을 수 있는 P_b 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_b = a_M \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L}{k} (-1)^{L-1-k} \left(1 - \sqrt{\frac{\beta_M \Gamma}{L-k + \beta_M \Gamma}} \right) \quad (19)$$

식 (19)의 결과를 이용하여, 그림 4는 2 개의 안테나를 사용하는 기존의 선택적 송신 다이버시티 시스템이 갖는 BER 성능을 평균 SNR Γ 와 신호성운의 크기 M 값에 대하여 나타낸 것이다.

그림 3과 그림 4로부터 동일한 스펙트럼 효율과 $BER = 10^{-3}$ 을 만족하기 위해 필요한 SNR을 추출하여 표 1의 형태로 정리하였다. 표의 결과로부터 본 논문에서 제안한 시스템이 $BER = 10^{-3}$ 이라는 조건을 만족하고, 2 bps/Hz의 스펙트럼 효율을 달성하는데 필요한 SNR은 적응 변조를 사용하지 않는 기존의 선택적 송신 다이버시티 방식이 필요로 하는 SNR보다 약 7 dB 정도 작다는 것을 알 수 있다.

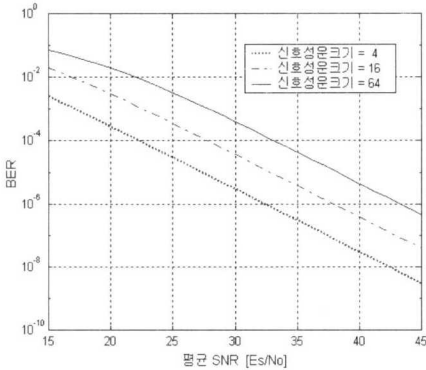


그림 4. 레일레이 페이딩 채널에서 MQAM을 사용한 선택적 송신 다이버시티 시스템의 BER 성능

표 1. $BER = 10^{-3}$ 을 만족시키기 위한 SNR[dB]

스펙트럼 효율 (bps/Hz)	2	4	6
전송방식			
기존 선택적 송신 다이버시티 기술	17.2 dB	22.6 dB	27.8 dB
제안한 방식	9.55 dB	16.95 dB	24.9 dB
이득(gain)	7.65 dB	5.65 dB	2.9 dB

V. 결론

본 논문에서는 적응 변조를 이용한 선택적 송신 다이버시티 시스템을 제안하고, 해당 시스템의 스펙트럼 효율을 분석하였다. 제안한 방식은 선택적 송신 다이버시티를 사용한 이후에도 여전히 남아 있는 수신 SNR의 변동을 적응 변조 기술을 통해 활

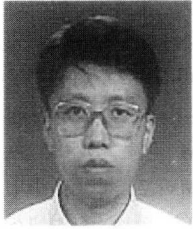
용함으로써 스펙트럼 효율을 높일 수 있었다. 적응 변조를 사용함으로써 스펙트럼 효율이 얼마나 향상되었는지를 살펴보기 위해, 제안한 시스템과 기존의 선택적 송신 다이버시티 방식과의 스펙트럼 효율을 비교하였다. 성능 비교 과정에서, 본 논문에서 제안한 방식이 사용하는 QAM 신호 성운의 크기 M 은 {0, 4, 16, 64} 중의 하나로 제한하였다. 두 가지 방식이 레일레이 페이딩 채널 환경에서 $BER = 10^{-3}$ 을 만족시키고, 2 bps/Hz의 스펙트럼 효율을 달성하기 위해 필요한 SNR을 비교한 결과, 본 논문에서 제안한 방식이 적응 변조를 사용하지 않는 기존의 선택적 송신 다이버시티 방식에 비해 약 7dB 이상의 SNR 이득을 가진다는 것을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] N. Morinaga, M. Yokoyama, and S. Sampei, "Intelligent radio communication techniques for advanced wireless communication system," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, no. 3, pp. 214-221, Mar. 1996.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*, Prentice Hall, Inc., 1996.
- [3] A. Hotinnen and R. Wichman, "Transmit Diversity by Antenna Selection in CDMA Downlink," *Proc. IEEE ISSSTA'98*, pp. 767-770, 1998.
- [4] A. J. GoldSmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable power MQAM for fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity techniques for wireless communications." *IEEE J. Select. Areas in Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [6] K. W. Cattermole, and J. O. Reilly, *Optimization methods in electronics and communications* John Wiley & Sons, Inc., 1984.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, inc., 2000.
- [8] M. K. Simon and M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

임 창 현(Chang-Heon Lim)

정회원



1986년 2월 : 서울대학교 전자공
학과 학사

1988년 8월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 석사

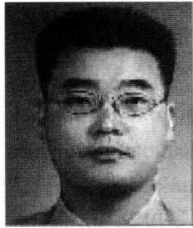
1993년 8월 : 한국과학기술원 전
기 및 전자공학과 박사

1994년 3월~현재: 부경대학교
전자컴퓨터정보통신공학
부 부교수

<주관심 분야> 무선통신, 레이더 신호 처리, 오디오
부호화

권 종 만(Jong-Man Kwon)

정회원



1995년 2월 : 부경대학교 전자공
학과 졸업

2001년 2월 : 부경대학교 전자
공학과 석사

<주관심분야> 디지털 통신