

# 안테나 교환을 사용하는 적응 변조 시스템의 성능 분석

정회원 임 창 현\*

## Performance of an Adaptive Modulation System Using Antenna Switching

Chang Heon Lim\* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 적응 변조 시스템에 수신 안테나 교환(antenna switching) 기술을 적용한 방식을 제안하고, 해당 방식이 제공하는 평균 비트 전송 속도를 최대로 하는 안테나 교환 임계값을 유도하였으며, 그에 따른 성능을 도출하였다. 아울러 제안한 시스템의 성능을 단일 안테나를 사용하는 적응 변조 시스템 그리고 안테나 선택 다이버시티(selection diversity)를 사용하는 적응 변조 시스템과 레일레이 페이딩 채널 환경에서 심볼 당 평균 비트 수와 송신 중단 확률 측면에서 비교하였다. 성능 비교 결과 심볼 당 평균 2 비트의 정보를 전달한다고 했을 때 제안한 방식은 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 1.4 dB의 SNR 이득이 있으며, 송신 중단 확률이 0.1일때 제안한 방식은 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 약 6 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

**Key Words** : antenna switching, adaptive modulation

### ABSTRACT

In this paper, we propose an application of the receiver antenna switching to an conventional adaptive modulation system and derived the optimal antenna switching threshold of the system to maximize the average transmission bit rate and analyzed its performance. Also, we compare the performances of the presented scheme with those of an adaptive modulation using the antenna selection diversity and the one with a single antenna in terms of the average number of bits per symbol and the probability of no transmission. Performance comparison results show that the proposed system has an SNR gain of 1.4 dB over the adaptive modulation using a single antenna when the average number of bits per a symbol is two and yields an SNR gain of 6 dB for maintaining the probability of no transmission at the level of 0.1.

### 1. 서론

최근 ADSL를 비롯한 유선 고속 데이터 통신 서비스가 널리 보급되면서 인터넷을 통한 멀티미디어 통신이 보편화되었다. 처음에 멀티미디어 서비스는 유선 통신 방식으로 제공되었지만, 이후 점차로 무선 통신 시스템에서도 이를 지원하는 추세이다. 대표적인 예로 현재 활발하게 보급되고 있는 무선 랜(wireless LAN), 최근 상용 서비스가 시작된

IMT-2000, 그리고 현재 표준화가 진행 중에 있는 휴대 인터넷 서비스 등이 있다.

멀티미디어 데이터 서비스는 기본적으로 고속의 데이터 전송 능력을 전제로 하기 때문에, 앞으로 멀티미디어 통신 서비스 수요가 증가할 것이라는 예상을 감안한다면, 이를 뒷받침하기 위해서는 데이터 전송 능력을 대폭적으로 향상시켜야 할 필요가 있다. 전송 속도를 높이기 위해서는 보다 넓은 주파수 대역을 사용하여 데이터를 전송하는 것이 가장 간

\* 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(chlim@pknu.ac.kr)  
논문번호 : 040078-0211, 접수일자 : 2004년 2월 16일

단한 방법이지만, 통신 서비스 수요가 급격히 증가하는 반면에 주파수 자원은 비교적 한정되어 있다는 점을 감안한다면, 기존의 주파수 자원을 보다 효율적으로 사용하는 전송 기술을 개발하는 것이 바람직하며 현실적인 방법이다.

무선 형태로 고속의 데이터를 전송하는데 있어 가장 큰 장애 요소가 되는 것이 페이딩(fading) 현상이다. 페이딩이란 채널의 특성이 시간이 따라 변하는 현상으로서, 수신 SNR을 일정 수준이하로 떨어뜨리는 경우를 야기하여 결과적으로 수신기의 BER 성능 저하를 가져온다. 이를 해결하기 위해 발표된 방법들 중에서 대표적인 것이 적응 변조(adaptive modulation) 기술과 안테나 다이버시티(antenna diversity) 기술이다[1].

적응 변조는 채널 상태에 따라 전송 속도를 달리함으로써 궁극적으로 평균 전송 속도를 최대로 하거나 평균 BER을 최소로 하는 방식이다. 적응 변조 기술에 대한 연구는 1970년대를 전후해서 시작되었으나[2][3], 이론적인 접근에 머무르다가 이후 반도체 기술 향상 등에 힘입어 1990년대부터 활발하게 진행되어 오고 있다. 적응 변조 기술은 채널 상태에 따라 변조 레벨 개수, 송신 전력, 심볼 주기, 채널 부호화율 등과 같은 전송 방식 관련 파라미터를 조절하여 비트 전송 속도를 제어하는 기술이다 [4][5][6]. 적응 변조 방식에 대한 초기 연구는 채널 상태에 따라 한 개의 전송 관련 파라미터를 조정하는 방안에만 한정되었지만, 이후 한 개 이상의 파라미터를 동시에 조절하는 방식에 대한 연구도 수행된 바 있다[7][8]. 그리고 적응 변조와 안테나 다이버시티를 함께 사용함으로써 평균 전송 속도를 향상시키는 연구도 발표된 바 있다[9][10][11]. 일반적으로 안테나 다이버시티를 사용하게 되면 페이딩으로 인한 수신 SNR의 변동을 줄일 수 있기 때문에, 이 기술을 적응 변조와 함께 사용하면 평균 전송 속도의 향상을 기대할 수 있다.

본 논문에서는 안테나 다이버시티 기술 중의 하나인 교환 다이버시티(switching diversity)[12] 기술을 적응 변조 방식과 함께 사용하는 방안을 제안하고자 한다. 제안한 방식은 복수의 안테나를 사용하는 방식이지만 안테나 교환을 하기 때문에 선택 다이버시티(selection diversity)를 사용하는 경우와는 달리 RF 회로는 한 개만 있으면 되기 때문에 구현 측면에서는 큰 장점을 갖는다. 여기에서 사용하는 안테나 교환 방식은 현재 사용하고 있는 안테나의 채널 상태가 교환 임계값(switching threshold) 미만

이 되면, 다음에는 순차적으로 다른 수신 안테나를 사용하는 방식이다. 서로 다른 수신 안테나 간에 채널 특성이 확률적으로 연관성이 적다면, 두 개의 안테나가 동시에 낮은 채널 상태에 있을 확률이 작기 때문에 안테나 교환을 통한 수신 SNR의 개선을 기대할 수 있다.

본 논문은 I 장의 서론에 이어, II 장에서는 본 논문이 제안하는 방식을 기술하고, III 장에서는 제안한 방식의 성능 분석 결과를 제시하며, IV 장에서는 안테나 선택 다이버시티를 사용하는 적응 변조 시스템 및 단일 안테나를 사용하는 적응 변조 시스템과의 성능을 레일레이 페이딩 환경에서 비교한 후, 최종적으로 V 장에서 결론을 맺는 형태로 구성되어 있다.

## II. 시스템의 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하고자 하는 시스템의 구조를 보여주고 있다. 송신 데이터는 변조기를 통해 변조 심볼들로 변환된 후에 송신 안테나를 통해 전송된다고 가정한다. 이때 각 변조 심볼의 변조 방식과 송신 전력은 해당 채널의 순시 채널 이득(instantaneous channel gain)에 따라 결정되는데, 변조 방식으로는 BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM 중의 하나를 사용하고, 송신 전력 방식은 온/오프(on/off) 방식을 사용하는 것으로 가정한다. 따라서 채널 상태가 어느 수준 미만이 되면 송신 전력이 0이 되므로 전송을 하지 않는 상태가 되고, 그 이상이 되면 일정한 송신 전력을 유지하면서 채널 상태에 따라 앞에서 언급한 변조 방식 중의 하나를 선택한다. 송신된 신호는 무선 채널을 통해 수신기에 도달하는데, 이때 수신 안테나의 개수는 2이며 교환 안테나 다이버시티를 사용한다고 가정한다. 따라서 현재 사용하고 있는 채널의 안테나 이득이 미리 설정한 임계값 미만이면, 다음 데이터를 보낼 시점에 수신 안테나를 변경한다. 이러한 안테나 교환 방식을 일반적으로 SSC(switch and stay combining) 방식[12]이라고 한다.

수신 안테나에 도달한 신호는 이상적인 위상 동기식(coherent) 복조를 통해 송신된 정보 비트에 대한 추정값으로 변환되며, 동시에 채널의 상태를 추정하는 데에도 이용되는 것으로 한다. 그림 1의 시스템은 채널 상태에 따라 변조 방식을 조정할 수 있기 때문에, 수신기가 수신된 변조 심볼을 복조하기 위해서는 해당 심볼의 변조 방식을 알아야 하는

데, 이 정보는 데이터와 함께 수신기에 전달될 수 있기 때문에, 본 논문에서는 수신기가 이에 대한 정보를 알고 있다고 가정한다. 그리고 채널 상태와 관련되어 송신기가 필요한 정보, 예를 들면 변조 방식에 관한 정보들은 오류(error) 없이 궤환 채널(feedback channel)을 통해서 수신기에서 송신기 측으로 전달되는 것으로 가정한다. 마지막으로 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상태는 레일레이 페이딩 모델을 따른다고 가정하며, 복수의 수신 안테나는 서로 독립적인 페이딩 특성을 가질 수 있도록 공간적으로 충분히 떨어져 있다고 가정한다.

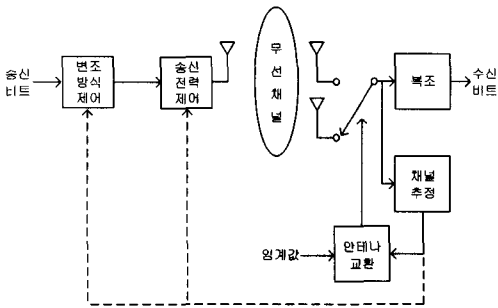


그림 1. 제안하는 시스템 구조

### III. 성능 분석

앞에서도 언급한 바와 같이 제안한 시스템은 채널 상태에 따라 변조 방식을 BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM 중의 하나로 선택하는데, 이를 위해서는 각 변조 방식에 대응되는 채널 상태 영역을 정의해야 한다. 본 논문에서는 이러한 영역 설정의 기준으로 모든 채널 상태에서 순시 BER이 항상 어떤 임의의 값 이하가 되도록 한다는 조건을 사용하는 것으로 설정하였다. 그리고 페이딩 채널의 전력 이득을  $g$  라고 할 때, 채널 상태를 표현하는 파라미터  $\gamma$ 는  $g\bar{P}T/N_o$ 로 정의한다. 여기에서  $\bar{P}$ ,  $T$ ,  $N_o$ 는 각각 평균 송신 전력, 심볼 주기, 그리고 단방향 잡음 전력 스펙트럼 밀도를 의미한다.

그림 1의 시스템에서 채널 상태  $\gamma$ 에 대한 변조 레벨 개수  $M(\gamma)$ 의 관계를 함수 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 0 & \gamma < s_1 \\ 2 & s_1 \leq \gamma < s_2 \\ 4 & s_2 \leq \gamma < s_3 \\ 16 & s_3 \leq \gamma < s_4 \\ 64 & \gamma \geq s_4 \end{cases} \quad (1)$$

위 식에서  $\{s_i\}$ 는 각 변조 방식을 사용하는 채널 상태 영역의 경계점을 가리킨다. 그리고 식 (1)에서 변조 레벨 개수가 0이라는 것은 어떤 정보도 전송되지 않는다는 것을 의미한다.

그림 1의 시스템에서는 수신 안테나 교환 기술을 사용하기 때문에, 만약 현재 사용하고 있는 수신 안테나의 채널 상태  $\gamma$ 가 어떤 기준값  $\gamma_T$  미만이 되면, 다음에 수신할 때는 수신 안테나를 다른 것으로 변경하게 된다. 그러면 안테나 교환 이후에 얻는 채널 상태  $\gamma$ 의 확률 밀도 함수  $p_{r_r}(\gamma)$ 는 레일레이 채널을 가정한 상태에서 다음과 같은 형태가 되는 것으로 알려져 있다[12][13].

$$p_{r_r}(\gamma) = \begin{cases} \frac{c_1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) & \gamma < \gamma_T \\ \frac{c_2}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (2)$$

위 식에서  $c_1 \equiv 1 - \exp(-\gamma_T/\Gamma)$ ,  $c_2 \equiv 2 - \exp(-\gamma_T/\Gamma)$ 이며,  $\Gamma$ 는 평균 SNR을 의미한다. 식 (2)에서 보는 바와 같이  $p_{r_r}(\gamma)$ 는  $\gamma_T$ 에 따라 그 형태가 달라진다.

본 논문에서는 제안한 시스템이 최대의 평균 전송 속도를 갖기 위한  $\gamma_T$ 와  $\{s_i, i = 1, 2, 3, 4\}$ 를 결정하고자 한다. 이를 위해서는 평균 전송 속도가 이들 파라미터와 어떤 관계를 갖는 지를 먼저 파악할 필요가 있다. 그림 1의 시스템에서는 심볼 전송 속도가 일정하기 때문에 평균 전송 속도를 최대로 한다는 것은 심볼 당 평균 비트 수를 최대로 한다는 것과 동일하다. 그림 1의 시스템이 제공할 수 있는 심볼 당 비트 수의 평균값을 BPS(bits per symbol)라고 할때, BPS는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 BPS &= \log_2 2 \times \int_{s_1}^{s_2} p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \\
 &+ \log_2 4 \times \int_{s_2}^{s_3} p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \\
 &+ \log_2 16 \times \int_{s_3}^{s_4} p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \\
 &+ \log_2 64 \times \int_{s_4}^{\infty} p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma
 \end{aligned} \tag{3}$$

식 (3)에서 볼 수 있는 바와 같이 BPS는  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$ ,  $s_4$  과  $\gamma_T$ 의 함수이다. 본 논문에서는 BPS의 최대값을 결정하고자 하는데, 이때 2가지 제약 조건이 있다. 제약 조건 중의 하나는 제안한 시스템이 어떤 채널 상태에서도 BER이  $10^{-3}$  이하가 되어야 한다는 것이고, 다른 하나는 평균 송신 전력은  $\bar{P}$  이하가 되어야 한다는 것이다. 이는 제약 조건이 있는 최대화 문제이므로 Lagrangian multiplier와 같은 방법 등을 적용하여 해결할 수 있다. 그러나 식 (3)에서와 같이  $p_{\gamma_T}(\gamma)$ 이  $\gamma_T$ 에 따라 그 정의가 달라지면 이런 방법을 바로 적용할 수 없다. 그래서 본 논문에서는  $\gamma_T$ 의 범위를  $\gamma_T < s_1$ ,  $s_1 \leq \gamma_T < s_2$ ,  $s_2 \leq \gamma_T < s_3$ ,  $s_3 \leq \gamma_T < s_4$ ,  $\gamma_T \geq s_4$ 의 5개의 구간으로 분할하고, 각 영역에 대하여 달성할 수 있는 최대 BPS를 결정한 후에, 최종적으로는 이들 중에서 다시 최대값을 선택하는 방법을 사용하기로 한다. 그러면 각 경우에 대한 BPS를 구해보기로 한다. 먼저,  $\gamma_T < s_1$  일 때 심볼 당 평균 비트 수  $BPS_1$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 BPS_1 &= c_2 \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\
 &+ \exp(-s_2/\Gamma) \\
 &+ 2 \exp(-s_3/\Gamma) \\
 &+ 2 \exp(-s_4/\Gamma)
 \end{aligned} \tag{4}$$

마찬가지로  $\gamma_T$ 의 범위를  $s_1 \leq \gamma_T < s_2$ ,  $s_2 \leq \gamma_T < s_3$ ,  $s_3 \leq \gamma_T < s_4$ ,  $\gamma_T \geq s_4$ 로 분할했을 때, 각 구간 내에서 달성할 수 있는 심볼

당 평균 비트 수를 각각  $BPS_2$ ,  $BPS_3$ ,  $BPS_4$ ,  $BPS_5$ 이라고 하면, 그 값들은 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 BPS_2 &= c_1 \exp(-s_1/\Gamma) \\
 &+ (c_2 - c_1) \exp(-\gamma_T/\Gamma) \\
 &+ c_2 \{ \exp(-s_2/\Gamma)
 \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 &+ 2 \exp(-s_3/\Gamma) + 2 \exp(-s_4/\Gamma) \\
 BPS_3 &= c_1 \{ \exp(-s_1/\Gamma) + \exp(-s_2/\Gamma) \} \\
 &+ 2(c_2 - c_1) \exp(-\gamma_T/\Gamma) \\
 &+ c_2 \{ 2 \exp(-s_3/\Gamma) + 2 \exp(-s_4/\Gamma) \}
 \end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
 BPS_4 &= c_1 \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\
 &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2 \exp(-s_2/\Gamma) \\
 &+ 4(c_2 - c_1) \exp(-\gamma_T/\Gamma)
 \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}
 &+ 2c_2 \exp(-s_4/\Gamma) \\
 BPS_5 &= c_1 \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\
 &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2 \exp(-s_3/\Gamma) \\
 &+ 2 \exp(-s_4/\Gamma)
 \end{aligned} \tag{8}$$

$+ 6(c_2 - c_1) \exp(-\gamma_T/\Gamma)$   
 그런데 여기에서  $BPS_1$ ,  $BPS_2$ ,  $BPS_3$ ,  $BPS_4$ ,  $BPS_5$ 이  $\gamma_T$ 의 값에 따라 어떻게 변하는지를 파악하기 위해  $\gamma_T$ 에 대하여 편미분을 적용하면 다음과 같은 결과를 도출할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_1 &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{r_T}{\Gamma}\right) \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\ &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2\exp(-s_3/\Gamma) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &+ 2\exp(-s_4/\Gamma) \\ \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_2 &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{r_T}{\Gamma}\right) \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\ &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2\exp(-s_3/\Gamma) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} &+ 2\exp(-s_4/\Gamma) - 1 \\ \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_3 &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{r_T}{\Gamma}\right) \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\ &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2\exp(-s_3/\Gamma) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} &+ 2\exp(-s_4/\Gamma) - 2 \\ \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_4 &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{r_T}{\Gamma}\right) \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\ &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2\exp(-s_3/\Gamma) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} &+ 2\exp(-s_4/\Gamma) - 4 \\ \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_5 &= \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{r_T}{\Gamma}\right) \{ \exp(-s_1/\Gamma) \\ &+ \exp(-s_2/\Gamma) + 2\exp(-s_3/\Gamma) \end{aligned} \quad (13)$$

$$+ 2\exp(-s_4/\Gamma) - 6$$

위 식을 살펴보면 항상 다음과 같은 관계가 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_1 &> \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_2 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_3 \\ &> \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_4 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_5 \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서  $\gamma_T \geq 0$  이고  $s_i \geq 0$  인 점을 고려한다

면  $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_1 > 0$  이고  $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} BPS_5 < 0$  임을 알 수 있다. 따라서  $\gamma_T$  값의 증가에 따라 각 구간별 BPS는 단조 증가하거나 단조 감소하는 형

태가 되는데. 이는 BPS가 최대값을 갖는 경우는  $\gamma_T$ 의 값이 채널 상태 영역의 경계점, 즉 다시 말해서  $s_1, s_2, s_3, s_4$  중의 하나가 될 때라는 것을 의미한다. 그러므로  $\gamma_T$  값을 차례로  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 로 설정하고 각 경우에 대한 최대 BPS를 구한 후에, 이 중에서 다시 최대값을 선택하면 그 값이 바로 그림 1의 시스템이 갖는 최대 BPS가 됨을 알 수 있다. 그러면 지금부터는 각 경우에 대하여 주어진 조건을 만족하면서 달성할 수 있는 최대 BPS를 결정하기로 한다.

먼저  $\gamma_T = s_1$ 인 경우에 BER과 평균 송신 전력에 대한 조건을 만족하면서 BPS를 최대로 하는  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 를 결정하고, 이에 따른 최대 BPS가 어떻게 되는지 살펴보기로 한다. 이 경우 BPS를  $BPS_{\gamma_T=s_1}$ 이라고 하면,  $BPS_{\gamma_T=s_1}$ 는 식 (5)에  $\gamma_T = s_1$ 를 적용하여 얻을 수 있고, 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} BPS_{\gamma_T=s_1} &= \{2 - \exp(-s_1/\Gamma)\} \left\{ \exp\left(-\frac{s_1}{\Gamma}\right) \right. \\ &+ \exp\left(-\frac{s_2}{\Gamma}\right) \\ &+ 2\exp\left(-\frac{s_3}{\Gamma}\right) + 2\exp\left(-\frac{s_4}{\Gamma}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)에서 보는 바와 같이  $BPS_{\gamma_T=s_1}$ 를 결정하기 위해서는  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 를 결정해야 한다. 앞에서 언급한 바와 같이 어떤 채널 상태에서도 순시 BER이  $10^{-3}$ 이하가 되도록 설정했기 때문에, 이를 만족하기 위해서는 채널 상태가  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 의 수준에 있을 때 순시 BER이  $10^{-3}$ 이하가 되어야 한다. 채널 상태가 각각  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 일 때 선택하는 변조 방식이 각각 BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM이고, 각 변조 방식의 비트 에러 확률이 다음과 같이 심볼 SNR  $E_s/N_o$ 의 함수 이므로[13]

$$P_{BPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_o}}\right) \quad (16)$$

$$p_{QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_o}}\right) \quad (17)$$

$$p_{16QAM} = \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{5N_o}}\right) \quad (18)$$

$$p_{64QAM} = \frac{7}{12}Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{21N_o}}\right) \quad (19)$$

$s_1, s_2, s_3, s_4$ 는 다음에 나타낸 4개의 관계식을 만족해야 한다.

$$Q\left(\sqrt{2\frac{P_{on}s_1}{\bar{P}}}\right) = 10^{-3} \quad (20)$$

$$Q\left(\sqrt{\frac{P_{on}s_2}{\bar{P}}}\right) = 10^{-3} \quad (21)$$

$$\frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\frac{P_{on}s_3}{\bar{P}}}\right) = 10^{-3} \quad (22)$$

$$\frac{7}{12}Q\left(\sqrt{\frac{1}{21}\frac{P_{on}s_4}{\bar{P}}}\right) = 10^{-3} \quad (23)$$

한편, 그림 1의 시스템은 채널 상태  $\gamma$ 가  $s_1$  미만일 때 송신 전력을 0으로 하고, 그 이상이 되면 일정한 송신 전력  $P_{on}$ 을 유지하기 때문에, 채널 상태  $\gamma$ 에 따른 송신 전력  $P(\gamma)$ 의 변화를 수학적으로 표현하면 다음과 같다.

$$P(\gamma) = \begin{cases} 0 & \gamma < s_1 \\ P_{on} & \gamma \geq s_1 \end{cases} \quad (24)$$

그런데 제안한 방식에서는 송신 전력의 평균값을  $\bar{P}$ 가 되도록 설정하였기 때문에, 다음의 수학적 관계를 만족해야 한다.

$$\int_0^{\infty} P(\gamma)p_{\gamma_T=s_1}(\gamma) d\gamma = \bar{P} \quad (25)$$

그리고 식 (2)의 표현을 식 (25)에 대입하여 전개하면  $\gamma_T = s_1$ 이므로 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{P_{on}}{\bar{P}} = \frac{1}{\left\{2 - \exp\left(-\frac{s_1}{T}\right)\right\}\exp\left(-\frac{s_1}{T}\right)} \quad (26)$$

이후 식 (26)을 식 (20)에 대입하면  $s_1$ 에 관한 방정식을 얻을 수 있는데, 수치 검색(numerical search) 과정을 통해 해당 방정식을 만족하는  $s_1$ 을 결정할 수 있다. 그리고 이를 다시 식 (26)에 대입하면  $P_{on}/\bar{P}$ 를 결정할 수 있다. 또한 이 결과를 식 (21), (22), (23)에 차례로 대입하면  $s_2, s_3, s_4$ 를 결정할 수 있다. 최종적으로 이렇게 결정된  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 를 식 (15)에 대입하면 주어진 평균 SNR  $\Gamma$ 에 대한  $BPS_{\gamma_T=s_1}$  값을 구할 수 있고 이는  $\gamma_T = s_1$ 인 경우에 실현할 수 있는 최대 BPS이다.

$\gamma_T = s_2$ 인 경우에도  $\gamma_T = s_1$ 의 경우처럼 평균 송신 전력에 대한 제약 조건을 사용하면  $P_{on}/\bar{P}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{P_{on}}{\bar{P}} = \frac{1}{\left\{1 - \exp\left(-\frac{s_2}{T}\right)\right\}\exp\left(-\frac{s_1}{T}\right) + \exp\left(-\frac{s_2}{T}\right)} \quad (27)$$

한편, 식 (20)과 식 (21)를 사용하여  $s_2$ 를  $s_1$ 의 함수로 표현할 수 있으며, 이를 식 (27)에 대입한 결과를 다시 식 (20)에 대입하면 그 결과식은  $s_1$ 만의 방정식이 된다. 따라서 해당 방정식을 만족하는  $s_1$ 을 수치 검색 방법을 사용하여 찾을 수 있다. 그리고  $s_1$ 과  $s_2$ 를 식 (27)에 대입한 결과를 식 (21), (22), (23)에 차례로 대입한 후에 해당 방정식의 해를 수치 검색을 사용하여 찾으면  $s_2, s_3, s_4$ 를 결정할 수 있다.  $BPS_{\gamma_T=s_2}$ 는 이렇게 결정된 값을 식 (6)에 대입하여 결정할 수 있다.

$\gamma_T = s_i$  ( $i = 3, 4$ )에 대한 최대 BPS 및  $s_1, s_2, s_3, s_4$ 의 값도 동일한 방식으로 결정할 수 있다. 따라서 이에 대한 설명은 생략하기로 한다. 최종적으로 그림 1의 방식이 실현할 수 있는 최대

BPS는  $BPS_{\gamma_T = s_1}$ ,  $BPS_{\gamma_T = s_2}$ ,  $BPS_{\gamma_T = s_3}$ ,  $BPS_{\gamma_T = s_4}$  중의 최대값이 된다.

#### IV. 수치 분석 결과

본 절에서는 본 논문이 제안한 방식의 성능을 정량적으로 분석하고 다른 시스템과 비교하고자 한다. 먼저 성능 분석의 전제 조건으로 채널 환경은 레일 레이 페이딩으로 가정하였으며, 적응 변조 방식이 선택할 수 있는 변조 방식은 BPSK, QPSK, 16 QAM, 64 QAM 중의 하나인 것으로 설정하였다. 그리고 모든 채널 상태에서 해당 시스템의 BER은  $10^{-3}$  이하가 되도록 설계하였다.

그림 2는 한 개의 수신 안테나를 사용한 적응 변조 시스템과 두 개의 수신 안테나를 교환하여 사용하는 적응 변조 시스템 그리고 두 개의 수신 안테나 중에 좋은 채널 상태를 갖는 안테나를 선택하여 사용하는 적응 변조 시스템의 BPS 성능이 평균 SNR에 따라 어떻게 변하는 지를 보여주고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 안테나 교환을 사용하는 방식은 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 우수한 성능을 보이고, 안테나 선택을 사용하는 방식보다는 성능이 떨어진다. 이는 안테나 교환 방식이 안테나 선택 방식보다는 좋은 채널 상태를 선택할 수 없기 때문이다.

본 논문에서 제안한 적응 변조 시스템은 채널 상태가 일정 수준, 즉  $s_1$  미만이 되면 신호 전송을 중지한다. 여기에서는 이런 현상이 발생하는 확률을 송신 중단 확률이라고 부르기로 한다. 그림 3은 그림 2에서 언급한 3가지 방식의 송신 중단 확률을 비교한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 안테나 교환 방식은 안테나 선택을 사용하는 경우와는 거의 동일한 송신 중단 확률을 보이며, 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해서는 송신 중단 확률이 매우 낮다. 송신 중단 확률이 낮아진다는 것은 송신 중단에 따른 전송 시간 지연 성능이 개선될 수 있다는 것을 의미하기 때문에, 이에 대한 제약이 강한 통신 서비스를 지원하는 경우에 유리하다는 장점을 갖는다.

그림 4는 그림 2에서 언급한 3가지 방식에 대한 평균 BER 성능을 시뮬레이션을 통해 추정한 결과를 보여주고 있다. 순간 BER이  $10^{-3}$  이하가 되도록 설계하였기 때문에 평균 BER 성능은 모두 이

보다 낮다는 것을 확인할 수 있다.

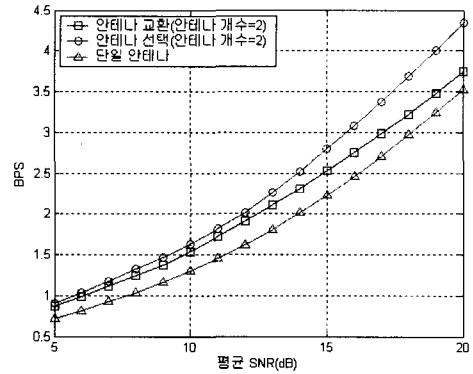


그림 2. BPS 성능 비교

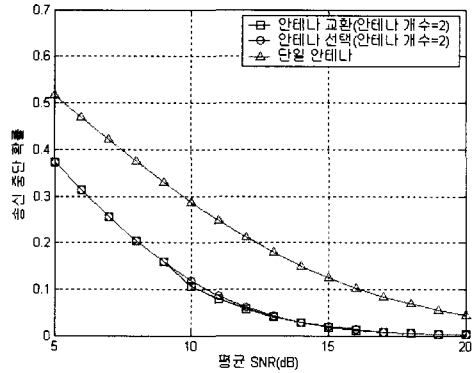


그림 3. 송신 중단 확률 성능 비교

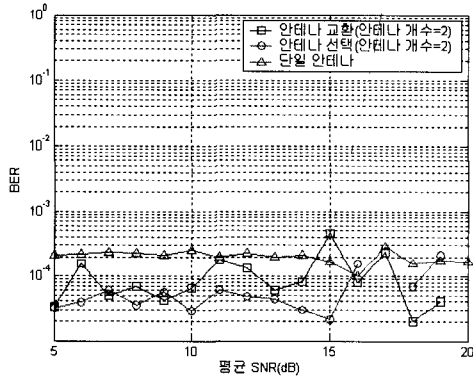


그림 4. 평균 BER 성능 비교

#### V. 결론

본 논문에서는 2개의 수신 안테나를 교환해서 사용하는 적응 변조 시스템을 제안하고, 평균 전송 속도를 최대로 하는 최적의 안테나 교환 임계값을 유도하였으며, 단일 안테나를 사용하는 기존의 적응 변조 시스템 그리고 2개의 수신 안테나 중에서 좋

은 채널 상태를 갖는 안테나를 선택하여 사용하는 적응 변조 시스템의 성능을 레일레이 페이딩 채널 환경에서 비교하였다.

5 dB에서 20 dB 정도까지의 평균 SNR 영역에 대하여 BPS 성능을 비교한 결과 제안한 방식은 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 항상 높은 BPS 성능을 보였는데, 예를 들어 BPS = 2(bis/symbol)의 성능을 달성하기 위해 필요한 SNR을 비교했을 때 제안한 방식이 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 1.4 dB 정도의 SNR 이득을 갖는다는 것을 확인할 수 있었다. 한편, 송신 중단 확률 측면에서도 제안한 방식은 단일 안테나를 사용하는 방식보다 항상 낮은 송신 중단 확률을 보였으며, 예를 들어 송신 중단 확률이 0.1이라고 할 때는 제안한 방식이 단일 안테나를 사용하는 방식에 비해 약 6 dB의 SNR 이득을 갖는다는 것을 확인할 수 있었다. 아울러 BPS 성능 비교의 경우와는 달리 송신 중단 확률측면에서는 제안한 방식과 안테나 선택을 사용하는 방식이 거의 동등한 성능을 보였다.

요약하면 본 논문이 제안한 방식은 안테나 선택을 사용하는 방식보다는 BPS 성능에서 다소 떨어지지만 거의 동등한 송신 중단 확률 성능을 보이며, 단일 안테나를 사용하는 경우에 비해서는 항상 좋은 성능을 보이고, RF 회로 복잡도가 적다. 따라서 본 논문이 제안한 방식은 시스템의 복잡도에 대한 제약이 큰 경우에 선택할 수 있는 방안이 될 수 있다고 여겨진다.

참 고 문 헌

[1] L. Hanzo, C. Wong, and M. Yee, *Adaptive Wireless Transceivers*, New York: Wiley, 2002  
 [2] J. F. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-16, pp. 29-34, 1968.  
 [3] J. K. Cavers, "Variable rate transmission for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-20, pp. 15-22, Feb. 1972.  
 [4] W. T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2223-2230, July 1995.  
 [5] 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.

[6] B. Vucetic, "An adaptive coding scheme for time-varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 653-663, May 1991.  
 [7] A. J. GoldSmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channel," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 45, no. 10, pp.1218-1230, Oct. 1997.  
 [8] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phase-shift keying Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2305-2341, June 1994.  
 [9] 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.  
 [10] Jooung Kim, et. al., "Effects of multipath diversity on adaptive QAM in frequency selective Rayleigh fading channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 9, pp. 364 - 366, Sept. 2002.  
 [11] S. Catreux, P. F. Driessen, and L. J. Greenstein, "Simulation results for an interference-limited multiple-input multiple-output cellular system," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 11, pp. 334 - 336, Nov. 2000.  
 [12] Y. Ko and M. Alouini, "Analysis and optimization of switched diversity systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 5, pp. 1813-1831, Sep. 2000.  
 [13] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001.

임 창 현(Chang Heon Lim)

정회원



1986년 2월 : 서울대학교  
전자공학과 학사  
1988년 8월 : 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과 석사  
1993년 8월 : 한국과학기술원  
전 및 전자공학과 박사  
1994~현재 : 부경대학교 전자

컴퓨터정보통신공학부 부교수

<주관심 분야> 통신, 레이더 신호 처리, 오디오 부호화