

적응변조와 안테나 교환 다이버시티 기술을 사용한 대역 확산 시스템

A Spread Spectrum System Using Adaptive Modulation and Switched Diversity

박진규 · 임창현

Jinkyu Park · Chang Heon Lim

요약

교환 다이버시티 방식은 선택 다이버시티 방식보다 성능은 다소 떨어지지만, 안테나 개수와 상관없이 1개의 수신 RF 회로만 사용한다는 장점 때문에 널리 사용되고 있는 기술이다. 본 논문에서는 적응 변조 기능을 갖는 대역 확산 시스템에 안테나 교환 다이버시티(switched diversity) 기술을 적용한 방식을 제안하고, 해당 방식의 평균 비트 전송 속도를 최대로 하는 안테나 교환 임계값을 유도하였다. 그리고 안테나 다이버시티를 사용하지 않는 방식과 선택 다이버시티를 사용하는 방식을 비교 대상으로 하여 제안한 시스템의 성능을 심볼 당 평균 비트 수와 송신 중단 확률 그리고 평균 BER 측면에서 비교하였다. 성능을 비교한 결과, 제안한 방식과 선택 다이버시티를 사용하는 방식은 채널 경로 개수가 증가함에 따라 심볼 당 평균 비트 개수 측면에서 그 격차가 줄어들어가는 사실을 확인할 수 있었다. 그리고 평균 SNR이 높을 때는 제안한 방식이 갖는 송신 중단 확률이 선택 다이버시티를 사용한 경우보다 다소 높게 나타나지만, 평균 SNR이 낮을 때는 거의 대등한 송신 중단 확률을 갖는다는 것을 알 수 있었다.

Abstract

The switched diversity, although its performance is a little inferior to the selection diversity, is widely used due to its advantage that only one RF circuit is required for its operation without respect to the number of antennas in use. In this paper, we propose an application of the antenna switched diversity to a spread spectrum system with adaptive modulation and derived the optimal antenna switching threshold to maximize the average transmission bit rate. We also compared the performances of the proposed system with those of the two cases using a single antenna and the selection diversity with two antennas in terms of the average number of bits per symbol(BPS), the probability of no transmission, and the average BER. The performance analysis shows that, if the number of paths in a multipath channel environment increases, the performance of the proposed scheme becomes closer to that of the selection diversity based system in terms of the average BPS. Furthermore, the proposed scheme produces 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.

Key words : Switched Diversity, Adaptive Modulation, Spread Spectrum

I. 서론

1980년대 음성 서비스 제공 위주의 무선 통신 시

부경대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Pukyong National University)

· 논문 번호 : 20070109-006

· 수정완료일자 : 2007년 3월 13일

시스템은 이후 다양한 형태의 정보 즉 멀티미디어 정보 전달을 위한 시스템으로 발전하고 있다. 이러한 흐름에 따라 최근에 등장한 것이 3세대 이동 통신 시스템과 무선 랜, 그리고 휴대 인터넷 시스템 등이다. 통신 시스템이 멀티미디어 정보를 전달하기 위해서는 고속의 데이터 전송 능력을 보유하고 있어야 한다. 고속의 전송 능력을 확보하기 위한 가장 쉬운 방법은 좀 더 넓은 주파수 대역을 사용하는 것이다. 하지만 주파수 자원 자체가 한정된 자원이고, 사용 가능한 대역이 점점 고갈되어 가고 있는 상태이기 때문에 주파수 대역을 많이 사용하는 방식은 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 SNR이 일정하게 유지되지 않아 결과적으로 수신 BER 성능이 악화되는 결과를 초래한다. 페이딩으로 인한 손실을 줄이기 위해 지난 수십년간 이에 대한 대책이 연구되어 왔는데, 그 중에 대표적인 것이 바로 다수의 안테나를 사용하는 안테나 다이버시티 기술이다^[1]. 일반적으로 안테나 다이버시티를 사용하게 되면 페이딩으로 인해 발생하는 수신 SNR의 변동을 줄일 수 있다. 그러나 그렇다고 해서 수신 SNR이 일정하게 되는 것은 아니고 여전히 약간의 수신 SNR 변동은 존재한다. 이러한 수신 SNR의 변동을 활용하여 평균 전송 속도를 높이는 방법이 적응 변조 기술이다. 적응 변조는 채널의 상태에 따라 변조 레벨 개수, 송신 전력, 심볼 주기, 채널 부호화율 등의 파라미터 값을 조절하여 평균 전송 속도를 최대로 하거나 평균 BER을 최소로 하고자 하는 기술이다^{[2]~[5]}.

안테나 다이버시티에 적응 변조를 사용하여 성능을 개선하는 방안에 대한 연구는 최근 들어 활발하게 진행되고 있다^{[6]~[11]}. 그러나 기존의 연구는 대부분 선택 합성(selection combining)이나 최대 비율 합성(maximum ratio combining) 형태의 안테나 다이버시티를 대상으로 한 것이며, 일부 송신 다이버시티를 사용하는 경우도 있다. 선택 합성이나 최대 비율 합성 방식을 사용하게 되면 사용하는 안테나 개수만큼의 RF 회로가 필요하기 때문에 안테나 개수가 증가하면 시스템의 복잡도가 커지게 되는 문제점을 갖

고 있다.

한편, 교환 다이버시티(switched diversity) 기술은 선택 다이버시티 방식에 대한 일종의 근사적인 방식으로 생각할 수 있는데, 선택 다이버시티나 최대 비율 합성 다이버시티 방식과는 달리 안테나 개수에 관계없이 한 개의 RF 회로만을 필요로 하기 때문에 시스템 구현 복잡도에 대한 제약이 큰 경우에 고려해 볼 수 있는 방식이다^{[11][12]}. 이에 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 널리 사용되는 대역 확산 기반 통신 시스템에 교환 다이버시티 기술과 적응 변조 기술을 함께 사용하는 시스템을 제안하고, 해당 시스템의 평균 비트 전송 속도를 최대로 하는 안테나 교환 임계값을 도출하고자 한다.

본 논문에서는 I 장의 서론에 이어서, II 장에서는 본 논문에서 제안한 시스템의 구조를 기술하고, III 장에서는 시스템의 성능 분석 결과를 제시하며, IV 장에서는 수치 분석 결과를 토대로 몇 가지 시스템과 성능을 비교한 후, 마지막으로 V 장에서 결론을 맺고자 한다.

II. 시스템 구조

본 논문에서 제안하는 시스템의 구조는 그림 1에 나타난 바와 같다. 송신기는 송신하고자 하는 데이터를 변조기를 사용하여 심볼로 변환한 후, 대역 확산기를 통해 송신 신호의 대역폭을 확장하고 송신 안테나를 이용하여 송신한다. 이때 적응 변조기는 무선 채널의 순시 채널 이득(instantaneous channel gain)에 따라 무전송(no transmission), BPSK, QPSK, 16-QAM, 64QAM이라는 5개의 전송 모드 중 하나를 선택하여 사용하는 것으로 설정하였다.

수신기는 2개의 안테나를 사용하는 교환 다이버시티 방식을 사용하며, 아울러 여러 전송 경로를 거

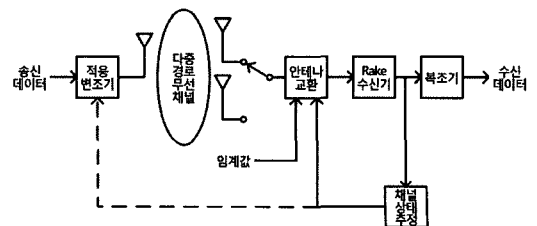


그림 1. 제안하는 시스템 구조
Fig. 1. Proposed scheme.

처 도달한 신호를 합성하기 위해 Rake 수신 방식을 사용하는 것으로 하였다. 이 시스템에서 사용하는 교환 다이버시티 기술은 SSC(Switch and Stay Combining) 방식으로 현재 사용되고 있는 안테나의 이득이 미리 정해 놓은 임계값 미만이면 다음 데이터를 수신하는 시점에서는 다음 차례의 수신 안테나를 선택하여 사용하는 방식이다. 한편 수신된 신호는 무선 채널의 상태를 추정하는 데에도 이용된다.

본 논문에서는 성능 분석의 전제 조건으로, 제안한 시스템의 수신기가 송신기에서 선택한 전송 모드를 오류없이 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 오류없이 교환 채널(feedback channel)을 통해 송신기에 전달된다고 것을 의미한다. 또한, 송신 안테나와 수신 안테나 사이에는 다중 경로 채널이 존재하는데 각 경로의 특성이 레일리 페이딩 특성을 따르며, 2개의 수신 안테나는 서로 독립적인 페이딩 특성을 갖는다고 가정한다.

Ⅲ. 성능 분석

무선 채널이 L 개의 경로를 갖는 다중 경로 채널이고 각 경로의 통계적 특성이 레일리 채널 분포를 따르는 경우 Rake 수신기 출력단에 나타나는 심볼의 SNR γ 는 다음과 같은 확률 밀도 함수를 갖는 것으로 알려져 있다^[13].

$$f(\gamma) = \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp(-\gamma/\gamma_k) \quad (1)$$

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

제안한 시스템의 수신기는 SSC 형태의 교환 다이버시티 기술을 채용하고 있기 때문에, 현재 사용 중인 안테나의 수신 SNR이 안테나 임계값을 나타내는 γ_T 보다 작게 되면, 다음 데이터를 수신할 때는 다음 차례에 있는 수신 안테나를 선택하여 사용하게 된다. 이러한 특성에 따라 교환 다이버시티 출력단에 나타나는 심볼 당 SNR γ 의 확률 밀도 함수는 다음

과 같이 된다^[13].

$$p_{\gamma_T}(\gamma) = \begin{cases} a_1 \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_k}\right) & \gamma < \gamma_T \\ a_2 \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_k}\right) & \gamma \geq \gamma_T \end{cases} \quad (2)$$

위 식에서 a_1 는 $\left(1 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k)\right)$ 을 나타내며, a_2 는 $\left(2 - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k)\right)$ 를 의미한다.

본 논문에서 제안한 시스템은 채널 상태를 나타내는 γ 에 따라 전송 방식을 조정하는데, 이때 선택 가능한 전송 방식으로는 무전송, BPSK, QPSK, 16-QAM, 64QAM이 있다. 이를 토대로 γ 의 값과 그에 따른 변조 레벨 개수 $M(\gamma)$ 의 관계를 함수 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 1 & \gamma < s_1 \\ 2 & s_1 \leq \gamma < s_2 \\ 4 & s_2 \leq \gamma < s_3 \\ 16 & s_3 \leq \gamma < s_4 \\ 64 & \gamma \geq s_4 \end{cases} \quad (3)$$

위 식에서 $\{s_i, i=1, 2, 3, 4\}$ 는 채널 상태 r 에 따라 어떤 전송 방식을 선택할 지에 대한 기준값이다. 여기에서 r 가 s_1 미만이면 송신을 중단하게 되는데 이때 변조 레벨 개수는 1이 되는 것으로 설정하였다.

본 논문에서 다루고자 하는 문제는 순시 BER을 항상 일정 수준 이하로 유지하는 조건하에서 평균 비트 전송 속도를 최대화 하는 안테나 교환 임계값 γ_T 을 찾는 것이다. 이를 위해 일단 먼저 제안한 시스템의 평균 전송 속도를 수학적으로 어떻게 표현할 수 있는지 살펴보고자 한다. 제안한 시스템은 일정한 심볼 전송 속도를 사용한다. 따라서 평균 전송 속도는 심볼 당 비트수의 평균값을 나타내는 \overline{BPS} (average number of bits per symbol)에 비례한다. 그러므로 평균 전송 속도를 최대화 한다는 것은 \overline{BPS} 를 최대화 한다는 것과 마찬가지이다. 여기서 \overline{BPS} 은 한 심볼 당 SNR γ 의 평균값을 구하는 식에서 각 구간의 변조 레벨을 적용하여 아래와 같은 식으로

표현할 수 있게 된다.

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

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.

본 논문에서는 모든 채널 상태에서 순시 BER이 일정 수준 이하가 된다는 조건 하에서 \overline{BPS} 를 최대로 하는 안테나 교환 임계값을 결정하고자 하는데, 순시 BER에 대한 조건으로부터 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 는 결정할 수 있으므로 \overline{BPS} 는 결국 γ_T 의 함수가 된다. 따라서 \overline{BPS} 를 최대로 하기 위한 방법을 도출하기 위해서는 γ_T 에 따른 \overline{BPS} 의 변화를 살펴볼 필요가 있다.

γ_T 의 위치에 따라 \overline{BPS} 의 값을 알아보기 위해 $\gamma_T < s_1$ 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 같은 수학적 표현으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_0 &= \alpha_2 \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \right\} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_1 &= \alpha_1 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + (\alpha_2 - \alpha_1) \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + \alpha_2 \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

$$\overline{BPS}_2 = \alpha_1 \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \right.$$

$$\begin{aligned} &\quad \left. + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \right\} \\ &\quad + 2(\alpha_2 - \alpha_1) \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + \alpha_2 \left\{ 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_3 &= \alpha_1 \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \left. \right\} \\ &\quad + 4(\alpha_2 - \alpha_1) \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2\alpha_2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \quad (8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_4 &= \alpha_1 \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \left. \right\} \\ &\quad + 6(\alpha_2 - \alpha_1) \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k) \quad (9) \end{aligned}$$

위 식을 정리하여 \overline{BPS}_i 에 대한 일반식으로 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{BPS}_i &= \beta_1 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + \beta_2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + \beta_3 \times 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + \beta_4 \times 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad - \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-\gamma_T/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad \times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1/\overline{\gamma}_k) \right. \\ &\quad + \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3/\overline{\gamma}_k) \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4/\overline{\gamma}_k) - \log_2(M_i) \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

여기서 β_j 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\beta_j = \begin{cases} 1 & j \leq i \\ 2 & j > i \end{cases} \quad (11)$$

각각의 \overline{BPS}_i 를 살펴보면 γ_T 값에 따라 달라진다는 것을 알 수 있다. γ_T 에 따른 \overline{BPS}_i 의 변화를 파악하기 위해 \overline{BPS}_i 의 미분을 다음과 같이 유도하였다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i &= \sum_{k=1}^L \frac{\pi_k}{\gamma_k} \exp(-\gamma_T / \gamma_k) \\ &\times \left\{ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_1 / \gamma_k) \right. \\ &+ \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_2 / \gamma_k) \\ &+ 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_3 / \gamma_k) \\ &+ 2 \sum_{k=1}^L \pi_k \exp(-s_4 / \gamma_k) \\ &\left. - \log_2(M_i) \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

위 식을 자세히 살펴보면 $\exp(-s/\gamma_k)$ 의 값은 $s=0$ 일 때 최대값 1이 되고 $\sum_{k=1}^L \pi_k = 1$ 이 되므로 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_0$ 는 항상 0보다 크고 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_4$ 는 항상 0보다 작은 값을 갖는다는 것을 알 수 있으며, $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 부호는 γ_T 의 값과는 상관없이 $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ 에 따라 결정됨을 알 수 있다. 그리고 식 (12)로부터 각 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 들이 다음과 같은 대소 관계를 만족한다는 사실 또한 유추할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_0 &> \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_1 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_2 \\ &> \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_3 > \frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_4 \quad (13) \end{aligned}$$

그러므로 지금까지 파악한 $\frac{\partial}{\partial \gamma_T} \overline{BPS}_i$ 의 특성들을 종합하면 \overline{BPS} 값을 최대로 하는 γ_T 는 값은 $\{s_i, i=1, 2, 3, 4\}$ 중의 하나와 같게 된다는 결론을 이끌어 낼 수 있다. 그러므로 안테나별 평균 수신 SNR을 나타내는 $\bar{\gamma} \left(\bar{\gamma} = \sum_{k=1}^L \gamma_k \right)$ 가 주어졌을 때 최대 \overline{BPS} 를 결정하는 방법은 γ_T 의 값이 각각 s_1, s_2, s_3, s_4 가 될 때 실현할 수 있는 \overline{BPS} 중에

서 최대값을 선택하는 것으로 요약할 수 있다.

IV. 수치 분석 결과

본 절에서는 논문에서 제안한 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.

세 가지 시스템의 성능을 비교할 환경으로 세 가지 경로($L=3$)를 가지는 다중 경로 무선 채널을 가정하였으며, 각 경로의 평균 SNR은 $\bar{\gamma}_1 = 0.79192 \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_2 = 0.12424 \bar{\gamma}$, $\bar{\gamma}_3 = 0.08384 \bar{\gamma}^{[13]}$ 으로 설정하였다. 그리고 순시 BER은 10^{-3} 이하가 되도록 설계하였다.

그림 2와 3은 식 (4)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 안테나 선택 방식에서 사용하는 안테나의 채널 상태가 안테나 교환 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 BPS 성능이 떨어질 것이라는 것을 예상할 수 있으면 그림 2와 3의 결과를 통해 이를 확인할 수

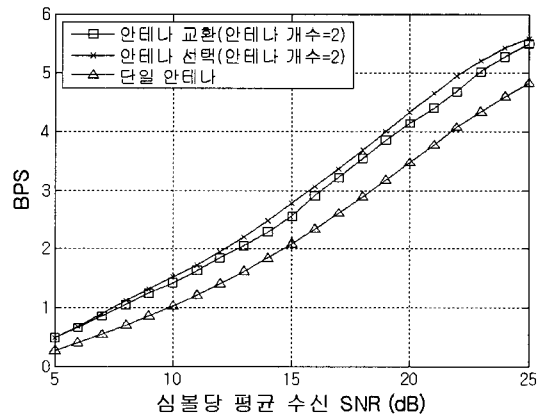


그림 2. 평균 BPS 성능 비교(경로 개수=1)
Fig. 2. BPS performance(path=1).

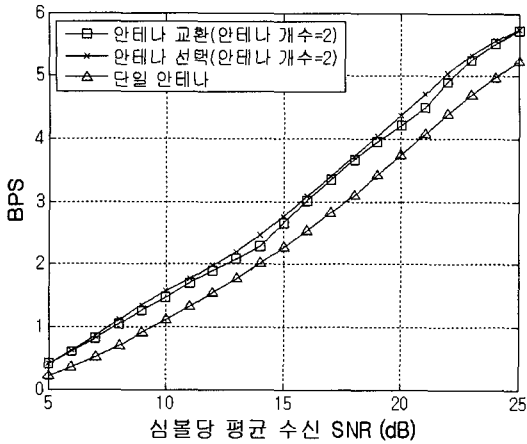


그림 3. 평균 BPS 성능 비교(경로 개수=3)
Fig. 3. BPS performance(path=3).

다. 그리고 그림 2와 3을 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.

제안한 시스템은 수신 SNR이 S_1 이하가 되면 전송을 중단하게 되고 이를 나타내는 송신 중단 확률은 아래의 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{송신 중단 확률} = \int_0^{S_1} p(\gamma) d\gamma \quad (14)$$

여기서 $p(\gamma)$ 는 각 시스템의 심볼 당 SNR γ 에 대한 확률 밀도 함수이다. 그림 4와 5는 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 4와 5에서 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 4와 5에서 볼 수 있는데, 이는 평균 SNR이 낮을 때는 교환 다이버시티를 사용

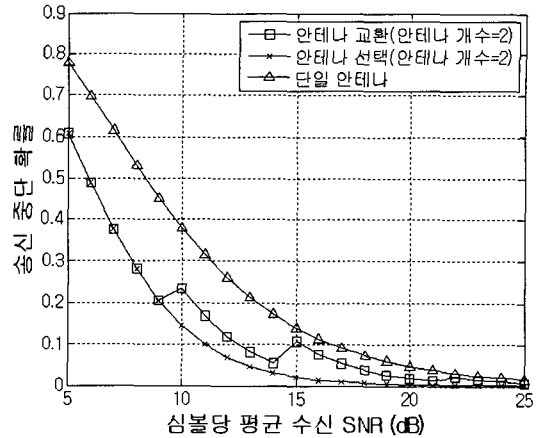


그림 4. 채널 경로의 개수에 따른 송신 중단 확률 (경로 개수=1).
Fig. 4. Probability of no transmission(path=1).

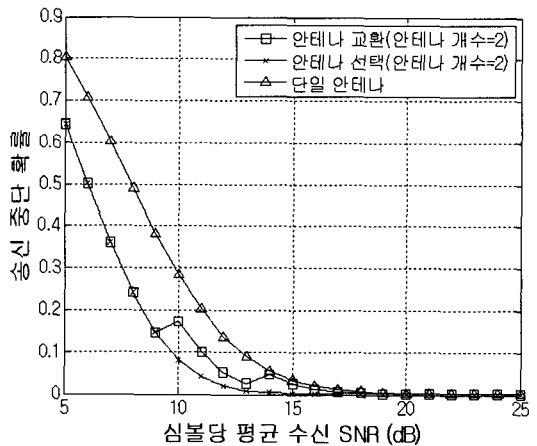


그림 5. 채널 경로의 개수에 따른 송신 중단 확률 (경로 개수=3)
Fig. 5. Probability of no transmission(path=3).

하는 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 같아지기 때문이다.

그림 6은 세 가지 시스템의 평균 BER 성능을 보여주고 있다. 이때 적응 변조 방식이 사용하는 변조 방식은 모두 그레이 코드(gray code)를 함께 사용하는 것으로 설정하였는데, M_i 개의 변조 레벨을 사용하는 변조 방식이 AWGN 환경에서 사용될 때 얻을 수 있는 BER을 SNR γ 의 함수인 $BER_{M_i}(\gamma)$ 로 나

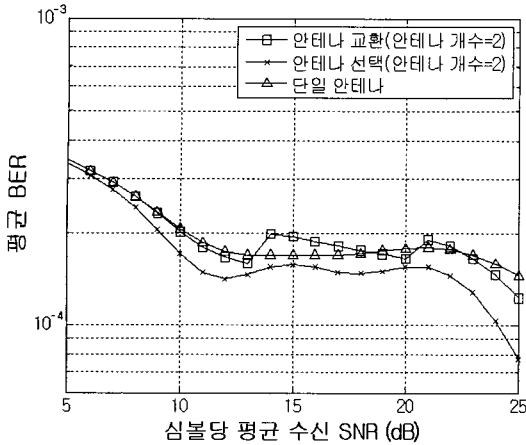


그림 6. 평균 BER 성능
Fig. 6. BER performance.

타내고, 각 시스템의 복조기 입력단에서 나타나는 수신 SNR의 확률 밀도 함수를 $p(\gamma)$ 라고 표시한다면, 평균 BER은 다음과 같은 형태로 표현할 수 있다^[13].

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

위식에서

$$BER_{M_i}(\gamma) = \begin{cases} Q(\sqrt{2\gamma}) & i=1 \\ Q(\sqrt{\gamma}) & i=2 \\ \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\gamma}\right) & i=3 \\ \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{1}{21}\gamma}\right) & i=4 \end{cases} \quad (16)$$

이다. 그림 6은 식 (15)를 사용하여 얻은 평균 BER 성능 결과로서, 당초 모든 시스템의 순간 BER을 10^{-3} 이하가 되도록 설계하였기 때문에 평균 BER 성능은 당연히 10^{-3} 이하가 됨을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 교환 다이버시티를 적응 변조를 사용하는 확산 대역 시스템에 적용하는 방안을 제안하고, 평균 전송 성능이 최대가 되도록 하는 안테나 교환 임계값을 유도하였으며, 그 성능을 단일 안테나를 사용하는 방식 및 선택 다이버시티를 사용한 방

식과 다중 경로 환경에서 비교 분석하였다.

본 논문의 성능 비교 결과 제안한 시스템은 당연히 단일 안테나 시스템보다 성능이 뛰어나고 안테나 선택 방식에 비해 성능은 다소 떨어지지만, 전송 경로 개수가 많은 경우와 수신 SNR이 낮은 환경에서는 평균 비트 전송 성능과 송신 중단 확률 측면에서 안테나 선택 방식과 거의 대등한 성능을 보임을 확인할 수 있었다. 따라서 시스템의 복잡도가 중요한 변수로 작용하는 응용 분야에서는 RF 회로가 간단하다는 이점을 갖는 안테나 교환 다이버시티를 활용하는 방안이 보다 적합한 선택이 될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] M. Simon, M -S. Alouini, *Digital Communications over Fading Channel: A Unified Approach to Performance Analysis*, John Wiley & Sons Publishers, 2000.
- [2] W. T. Webb, R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2223-2230, Jul. 1995.
- [3] Toyoki Ue, "Symbol rate controlled adaptive modulation/TDMA/TDD for wireless personal communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. E78-B, pp. 1117-1124, Aug. 1995.
- [4] Hidehiro Matsuoka, "Adaptive modulation system with punctured convolutional code for high quality personal communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp. 328-333, Mar. 1996.
- [5] Xun Chen, Chin Choy Chat, and Yong Huat Chew, "Performance of adaptive MQAM in cellular system Nakagami fading and log-normal shadowing", *14th IEEE Proceedings*, vol. 2, pp. 1274-1278, Sep. 2003.
- [6] 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, Mar. 1996.
- [7] M. S. Alouini, 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, Jul. 1999.

- [8] 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, Jul. 2002.
- [9] 임창현, "레일레이 채널 환경에서 적응 변조를 사용한 선택 송신 다이버시티의 성능", *대한전자공학회 텔레콤*, 18-2, pp. 38-45, Dec. 2002.
- [10] M. Torabi, M. R. Soleymani, "Variable-rate OFDM systems with selective antenna diversity and adaptive modulation", in *Proc. IEEE VTC 2003-*

Spring, pp. 562-566, Apr. 2003.

- [11] Yonghong Qiu, Ya-Han Pan, Zhigang Cao, and K. B. Letaief, "Constant rate adaptive modulation with selection transmit diversity for broadband OFDM systems", *14th IEEE International Symposium*, vol. 1, pp. 722-726, Sep. 2003.
- [12] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [13] 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.

박진규



2005년 8월 : 부경대학교 전자공학과 (공학사)
 2005년 9월~현재 : 부경대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 통신시스템

임창현



1986년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1993년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1994년 3월~현재 : 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 정교수
 [주 관심분야] 통신, 레이더 신호 처리, 오디오 부호화