

온/오프 전력 제어와 적응 변조 QAM을 사용하는 선택적 송신 다이버시티 시스템의 성능 분석

정회원 임창헌*, 김준오**

Performance of the Selection Transmit Diversity Using the Adaptive Rate QAM and On/Off Power Control

Chang Heon Lim* and Juno Kim** *Regular Members*

요약

[1]에서는 기존의 선택적 송신 다이버시티 시스템이 사용하는 고정된 송신 방식을 적응(adaptive) QAM 방식으로 변경함으로써 해당 시스템의 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 개선할 수 있음을 보였다. 그러나 [1]에서 제안한 방식은 채널 상태에 따라 송신 전력을 조절하기 때문에, 이를 성공적으로 지원하기 위해서는 선형성(linearity)이 우수한 송신 전력 증폭기의 사용이 전제되어야 한다. 그러나 이는 구현하기가 용이하지 않다는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이에 대한 해결 방법의 하나로 송신 전력을 온(on)/오프(off) 방식으로 조절함으로써 송신 전력의 변화를 제한하는 방안을 제안하고, 송신 전력을 최적으로 조절하는 [1]의 성능과 비교 분석하고자 한다. 성능 분석 결과, 레일리(Rayleigh) 페이딩 환경을 가정하고, 송신 안테나의 개수를 3 개 이하로 하며, 모든 채널 상태에서 BER이 10^{-3} 이하가 되어야 한다는 조건을 가정한 경우에, 적응 QAM이 사용하는 신호 성운 크기를 {0, 4, 16, 64}로 제한하면, 제안한 방식의 스펙트럼 효율은 [1]의 방식보다 약 1 bps/Hz 정도 작고, 만약 신호 성운 크기의 해상도가 높아져서 임의의 실수가 될 수 있다면, 두 방식간의 스펙트럼 효율 차이가 거의 없는 것으로 나타났다.

ABSTRACT

The previous study[1] showed that the spectral efficiency of the conventional selection transmit diversity system can be increased by replacing its fixed modulation scheme with the adaptive power and rate QAM scheme. However, since it adjusts the transmission power according to the instantaneous channel condition, the successful operation of [1] requires a transmission power amplifier of high linearity, which is not easy to implement. In this paper, as a solution to resolve this difficulty, we present a selection transmit diversity employing an adaptive rate QAM with on/off power control and compare its performance with that of [1]. Numerical results show that, in a Rayleigh fading environment, the spectral efficiency of the proposed scheme is less than that of [1] by about 1 bps/Hz, under the conditions that the possible QAM constellation size is restricted to be one of {0, 4, 16, 64}, the number of transmit antennas is equal to or less than 3, and the instantaneous BER at every channel condition has to be under 10^{-3} . Also they show that the spectral efficiencies of the two systems become almost the same, when the resolution of the constellation size is enhanced so that the constellation size can be any real number.

1. 서론

무선 채널을 통해 정보를 전달함에 있어 가장 큰 장애 요소는 페이딩(fading) 현상이다. 지난 수십년

간 페이딩으로 인한 영향을 줄이기 위하여 많은 연구가 진행된 바 있다. 수신 안테나 다이버시티(receiver antenna diversity) 기술은 그 연구 결과들 중의 하나로서, 구현이 간단하고 페이딩 영향 절감

* 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(chlim@pknu.ac.kr),
논문번호 : 020252-0531, 접수일자 : 2002년 5월 31일

** 국방과학연구소(jokim@add.re.kr)

효과가 우수한 것으로 알려져 있다^[3]. 수신 안테나 다이버시티는 수신기에 다수의 안테나를 설치하고, 이를 활용하여 다이버시티 이득(diversity gain)을 실현하고자 하는 방식으로서, 이동 통신 시스템의 기지국과 같이 시스템의 복잡도(complexity)나 이용 가능한 공간에 여유가 있는 경우에는 적용이 용이하다. 그러나 이동 통신 단말기와 같이 시스템에 대한 제약이 큰 경우에는 이 기술을 활용하기 어렵다. 이에 대한 해결책으로 현재 많은 주목을 받고 있는 기술이 송신 다이버시티(transmit diversity) 기술이다. 송신 다이버시티는 수신기 대신에 송신기에 다수의 안테나를 설치하여 다이버시티 이득을 실현하고자 하는 방식이기 때문에, 이동 단말기 시스템에 큰 부담을 주지 않으면서 이동 통신 시스템의 순방향 링크의 용량을 개선하는데 활용될 수 있다^[4].

송신 다이버시티 기술의 하나인 선택적 송신 다이버시티(selection transmit diversity)는 송신기에 설치된 송신 안테나 중에서 가장 좋은 채널 특성을 보이는 송신 안테나를 선택하여 신호를 전송하는 방식이다^[5]. 이전의 연구^{[1][2]}에서 선택적 송신 다이버시티 시스템의 스펙트럼 효율을 높이기 위해서 적응 QAM 방식^[3]을 함께 사용하는 방안을 제시하고, 성능 분석 결과를 제시한 바가 있다. 여기에서 사용한 적응 QAM 방식^[6]은 채널 상태에 따라 신호 성운 크기(signal constellation size)와 송신 전력(transmission power)을 조절함으로써 무선 채널을 통한 평균 데이터 전송 속도를 극대화하고자 하는 방식이다. 이 방식은 채널 상태가 일정 상태 이하가 되면 송신 전력을 0으로 하여 신호 송신을 중지하고, 그 이상의 채널 상태에서는 채널 상태가 좋아질수록 신호 성운 크기와 송신 전력을 높여 사용하는 방식이다. 따라서 이 방식이 제대로 동작하려면 [1]의 시스템은 좀 더 넓은 송신 전력 범위에서 선형성이 유지되는 송신 전력 증폭기가 필요하다. 그러나 전력 증폭기의 선형 특성을 향상시킨다는 것은 쉽지 않을 뿐 아니라 비용이 많이 든다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위한 방안의 하나로 송신 전력을 연속적으로 변화시키는 대신 온/오프 형태로 조절함으로써 송신 전력 증폭기에 대한 요구 조건을 완화하는 적응 QAM 방식을 선택적 송신 다이버시티와 함께 사용하는 방안을 제안하고, 해당 시스템의 성능을 스펙트럼 효율, 송신 중지 확률(outage probability), 송신 전력 변화폭이라는 세 가지 척도에서 분석하고자 한다. 그리고 제안한 방식의 성능을 최적 송신 전력 제어 방식을 사용하는

[1]의 경우와 비교하고자 한다.

본 논문은 I 장의 서론에 이어, II 장에서는 본 논문이 제안하는 방식을 기술하고, III 장에서는 제안한 방식의 성능 분석 결과를 제시하며, IV 장에서는 본 논문에서 제안한 방식과 [1]의 방식간의 성능 차이를 수치 분석 결과를 토대로 비교한 후, 마지막으로 V 장에서 결론을 맺는 형태로 구성되어 있다.

II. 제안하는 시스템의 구조

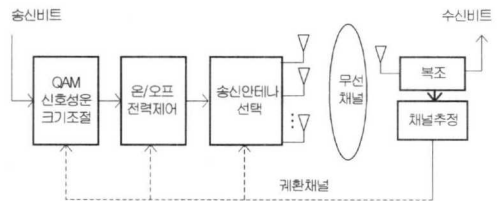


그림 1. 제안하는 시스템 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하고자 하는 시스템의 구조를 보여주고 있다. 송신 데이터는 QAM 변조기를 통해 QAM 심볼들로 변환된다. 각 심볼은 심볼이 전송될 시점에 가장 큰 채널 이득을 보이는 송신 안테나를 통해 전송된다고 가정하며, 이때 각 QAM 심볼의 신호 성운 크기 M 과 송신 전력은 해당 송신 안테나의 순시 채널 이득(instantaneous channel gain)에 따라 결정되는 것으로 가정한다. 송신 전력 제어는 온/오프 방식을 사용하기 때문에 채널 상태가 일정 상태 이하가 되면 송신 전력을 0으로 하고, 그 이상이 되면 일정한 송신 전력을 사용하는 것으로 설정한다. 한편 무선 채널을 통해 수신 안테나에 도달한 신호는 이상적인 위상 동기식(coherent) QAM 복조기를 거쳐 송신된 정보 비트에 대한 추정값으로 변환되며, 동시에 채널의 상태를 추정하는 데에도 이용된다. 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 상태와 관련되어 수신기가 필요한 정보, 예를 들면 사용할 신호 성운 크기, 송신 전력, 송신 안테나에 관한 정보들은 오류(error) 없이 궤환 채널(feedback channel)을 통해서 송신기 측으로 전달되는 것으로 가정한다. 마지막으로 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상태는 레일레

이 페이딩 모델을 따른다고 가정하며, 복수의 송신 안테나는 서로 독립적인 페이딩 특성을 가질 수 있도록 공간적으로 충분히 떨어져 있다고 가정한다.

III. 성능 분석

1. 신호 성운 크기 M이 연속적인 값을 갖는 경우
 잡음 전력 밀도가 N_o 인 AWGN 채널환경에서 신호 성운의 크기가 M이고, 평균 심볼 에너지가 E_s 인 QAM 심볼을 위상 동기식(coherent) QAM 복조기를 사용하여 복조하는 경우, [6]의 내용에 따르면 $M \geq 4$ 이고 심볼 당 SNR을 나타내는 E_s/N_o 가 $0 \leq E_s/N_o \leq 30$ dB의 범위에 있는 경우, BER은 다음과 같은 부등 관계를 만족하며

$$BER \leq 0.2 \exp\left[-\frac{1.5E_s}{N_o(M-1)}\right] \quad (1)$$

정확한 BER 값과 비교하였을 때 그 차이가 1 dB 이내인 것으로 알려져 있다.

본 논문에서 제안한 방식은 페이딩 채널의 순시 채널 상태(instantaneous channel status)에 따라 신호 전력을 온/오프 방식으로 제어하고, 신호 성운의 크기를 조절하며, 송신 안테나를 선택하는 방식이다. 순시 채널 상태는 매 순간 채널의 이득을 반영하는 것으로, 본 논문에서는 이를 γ 로 표시하고 [6]에서와 마찬가지로 $\gamma = \bar{S}g/N_oB$ 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 나타내는데, 송신 전력의 평균값을 \bar{S} 이하로 제한한다면 $S(\gamma)$ 는 다음과 같은 식을 만족해야한다.

$$\int_{\gamma_o}^{\infty} S(\gamma)p_L(\gamma)d\gamma \leq \bar{S} \quad (2)$$

여기에서 $p_L(\gamma)$ 는 L 개의 송신 안테나 중에서 이득이 가장 큰 안테나를 선택하여 신호 송신에 사용한다고 할 때 채널의 상태를 나타내는 γ 의 확률 밀도 함수(probability density function)를 의미한다. 본 논문에서는 채널 환경으로 레일레이 페이딩 환경을 가정하고 있는데, 만약 L 개의 송신 안테나를 사용하는 경우를 가정한다면, $p_L(\gamma)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_L(\gamma) = \frac{L}{\Gamma} \{1 - \exp(-\gamma/\Gamma)\}^{L-1} \exp(-\gamma/\Gamma) \quad (3)$$

여기에서, $\Gamma = \bar{S}/(N_oB)$ 이다. 그리고 앞서 언급한 바와 같이 본 논문이 제안하는 방식은 송신 전력을 온/오프 방식으로 조절하므로 $S(\gamma)$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$S(\gamma)/\bar{S} = \begin{cases} S_o & \gamma \geq \gamma_o \\ 0 & \gamma < \gamma_o \end{cases} \quad (4)$$

여기에서 γ_o 는 신호를 송신하기 위한 채널의 최저 상태를 가리킨다. 따라서 채널 상태 γ 가 γ_o 보다 클 때에만 신호 전송이 이루어질 수 있다. 송신 전력 $S(\gamma)$ 가 만족해야 하는 식 (2)와 식 (4)를 이용하여 S_o 와 γ_o 의 관계를 유도하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$S_o = \frac{1}{1 - \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_o}{\Gamma}\right)\right\}^L} \quad (5)$$

이 식에 따르면 $\gamma_o \geq 0$ 이므로 $1/S_o$ 는 0 이상 1 이하의 범위 내에 있음을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 시스템이 임의의 채널 상태 γ 에서 원하는 BER 조건을 만족하려면, 신호 성운 크기 $M(\gamma)$ 는 수신 심볼의 SNR $\gamma S(\gamma)/\bar{S}$ 와 다음과 같이 연관됨을 식 (1)의 관계로부터 유도할 수 있다.

$$M(\gamma) = 1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)} \frac{S(\gamma)}{\bar{S}} \quad (6)$$

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

$$E[\log_2 M(\gamma)] = \int_0^{\infty} \log_2 \left(1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)} \frac{S(\gamma)}{\bar{S}}\right) p_L(\gamma) d\gamma$$

제한한 시스템에서 사용하는 송신 전력 조절 방식이 식 (4)에 나타난 바와 같다는 것을 고려한다면, 평균 스펙트럼 효율에 대한 표현식 (7)을 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} E[\log_2 M(\gamma)] &= \int_{\gamma_o}^{\infty} \log_2 \left(1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)} S_o\right) p_L(\gamma) d\gamma \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} L^{-1} C_k (-1)^{L-1-k} \frac{L}{L-k} \\ &\quad \cdot \left[\log_2 \left(1 + K_{\gamma_o} r_o\right) \exp\left(-\frac{r_o}{\sigma}\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\exp\left(\frac{1}{\sigma K_{\gamma_o}}\right)}{\ln 2} E\left(\frac{1}{\sigma K_{\gamma_o}} + \frac{r_o}{\sigma}\right) \right] \quad (8) \end{aligned}$$

여기에서 σ , K_{γ_o} , $E(\cdot)$ 의 정의는 다음과 같다.

$$\sigma = \frac{\Gamma}{L-k} \quad (9)$$

$$K_{\gamma_o} = -\frac{1.5}{\ln(5BER)[1-\{1-\exp(-r_o/\Gamma)\}^L]} \quad (10)$$

$$E(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{t} \exp(-t) dt \quad (11)$$

다. 최적의 γ_o , S_o 는 평균 송신 전력에 대한 제약 조건을 만족하면서 스펙트럼 효율을 최대화하도록 설정되어야 하는데, 본 논문에서는 이에 대한 명확한 수학적 표현(closed form)을 구할 수 없기 때문에 평균 스펙트럼 (8)을 최대로 하는 γ_o 또는 S_o 의 값을 수치 검색(numerical search) 과정을 통해 결정한다.

2. 신호 성운 크기 M이 이산적인 값을 갖는 경우
 지금까지의 성능 분석은 신호 성운의 크기 M이 연속적인 값을 가질 수 있다는 전제에 토대를 둔 것이다. 그러나 실제 상황에서 QAM 신호 성운의 크기는 이산적인 값으로 제한되기 때문에, 이 경우에 대한 성능을 분석할 필요가 있다. 먼저, 신호 성운의 크기는 $\{M_0=0, M_1, M_2, \dots, M_N\}$ 라는 $N+1$ 개의 값들 중의 하나로 제한한다고 가정한다. 그러면 채널 상태 γ 에서 제안한 방식이 선택하는 신호 성운 크기 $M(\gamma)$ 는 다음과 같이 채널 상태와 그에 대응되는 신호 성운 크기간의 대응 관계로 표현할 수 있다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \gamma < T_1 \\ M_1 & T_1 \leq \gamma < T_2 \\ \vdots & \vdots \\ M_N & T_N \leq \gamma < \infty \end{cases} \quad (12)$$

여기서, T_i 는 신호 성운의 크기 M_i 에 대응되는 채널 상태 γ 중에서 가장 작은 값을 가리킨다. 그리고 신호 성운의 크기가 이산적일 때, 본 논문이 제안하는 시스템의 스펙트럼 효율 η 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{i=1}^N \log_2 M_i \int_{T_i}^{T_{i+1}} p_L(\gamma) d\gamma \\ &= \sum_{i=1}^N \log_2 M_i [\{1 - \exp(-T_{i+1}/\Gamma)\}^L \\ &\quad - \{1 - \exp(-T_i/\Gamma)\}^L] \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서 $T_{N+1} = \infty$ 로 정의한다. 식 (13)를 살펴보면, 스펙트럼 효율 η 가 N개의 매개 변수

$\{T_i, i=1, \dots, N\}$ 의 함수가 된다는 것을 알 수 있다. 그러므로 최대의 스펙트럼 효율은 식 (13)을 $\{T_i\}$ 에 대해서 최대화시킴으로써 얻을 수 있다. 한편, $\{T_i\}$ 는 평균 송신 전력에 대한 조건 (2)를 만족해야 하기 때문에 다음과 같은 관계식을 만족해야 한다.

$$\int_{T_1}^{\infty} S_o p_L(\gamma) d\gamma = 1 \quad (14)$$

따라서 T_1 은 S_o 와 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$S_o = \frac{1}{1 - \left\{1 - \exp\left(-\frac{T_1}{\Gamma}\right)\right\}^L} \quad (15)$$

그리고 제안한 시스템이 $\{T_i, i=1, \dots, N\}$ 의 채널 상태에서 동작할 때 BER 조건을 만족해야 하기 때문에 다음과 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$T_i = -\frac{(M_i - 1)\ln(5BER)}{1.5S_o} \quad i=1, \dots, N \quad (16)$$

따라서 T_1 은 식 (15)와 (16)으로부터 다음과 같은 식을 만족하는 값임을 유도할 수 있다.

$$1 + \frac{1.5T_1}{(M_1 - 1)\ln(5BER)} - \{1 - \exp(-T_1/\Gamma)\}^L = 0 \quad (17)$$

이 식을 만족하는 T_1 은 수치 검색을 통해 구한다.

T_1 이 결정되면 식 (15)에 의해 S_o 가 결정되며, 식 (16)에 의해 나머지 $\{T_i, i=2, \dots, N\}$ 값도 결정이 된다. 그리고 이런 과정을 통해 결정한 $\{T_i\}$ 를 식 (13)에 대입하면 제안한 시스템의 스펙트럼 효율 η 를 결정할 수 있다.

IV. 수치 분석 결과

본 장에서는 본 논문이 제안한 방식의 성능을 최적의 전력 제어를 사용하는 방식^[1]의 성능과 비교하고자 한다. 성능 비교는 스펙트럼 효율, 송신 중단(outage) 확률 그리고 송신 전력 변화폭이라는 3 가지 측면에서 수행하였다. 성능을 도출하는 과정에서 사용하는 QAM 변조 방식의 신호 성운 크기는 연속적인 경우와 이산적인 경우 2 가지를 고려하였는데, 이산적일 때는 신호 성운 크기가 $\{0, 4, 16, 64\}$ 중의 하나가 되는 것으로 가정하였다. 그리고 모든 채널 상태에서 해당 시스템의 BER은 10^{-3} 이하가 되는 것으로 설정하였다.

그림 2와 3은 각각 신호 성운 크기 M 이 연속적인 값을 가질 때와 이산적인 값을 가질 때, 최적의 전력 제어를 사용하는 방식과 온/오프 전력 제어를 사용하는 방식의 스펙트럼 효율이 평균 SNR과 송신 안테나 개수 L 에 따라 어떻게 달라지는지를 보여주고 있다. 신호 성운 크기 M 이 연속적일 때는 두 방식간의 스펙트럼 효율 차이가 거의 없음을 그림 2는 보여주고 있다. 이는 신호 성운 크기 M 이 연속적으로 변할 수 있을 때는 전력 제어 방식의 차이로 인해 발생하는 스펙트럼 효율의 변화가 거의 없음을 보여주는 결과이다. 반면, 그림 3에서 보는 바와 같이 신호 성운 크기 M 이 이산적일 때는 두 방식간에 스펙트럼 효율 차이가 어느 정도 발생하는 것을 알 수 있다. 예를 들어 송신 안테나 L 이 1이고 평균 SNR이 15 dB일 때 두 가지 방식의 스펙트럼 효율 차이는 약 0.7 bps/Hz가 됨을 알 수 있다. 그림 2와 3으로부터 이산적인 신호 성운 크기의 해상도가 높아질수록 송신 전력 제어 방식이 스펙트럼 효율에 미치는 영향이 감소함을 예상할 수 있다⁷⁾.

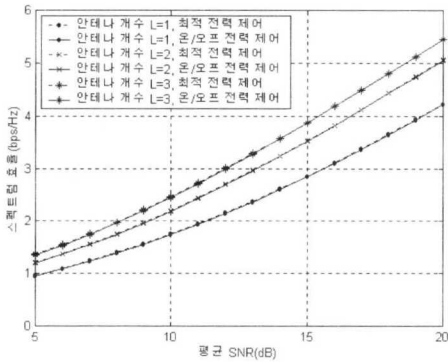


그림 2. 신호 성운 크기 M 이 연속적일 때 스펙트럼 효율

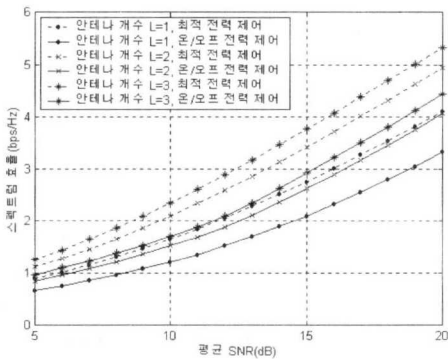


그림 3. 신호 성운 크기 M 이 이산적일 때 스펙트럼 효율

그림 4와 5는 각각 신호 성운 크기 M 이 연속적인 값을 가질 때와 이산적인 값을 가질 때, 최적의 전력 제어를 사용하는 방식과 온/오프 전력 제어를 사용하는 방식이 보이는 송신 중단 확률(outage probability)이 평균 SNR과 송신 안테나 개수 L 에 따라 어떻게 달라지는지를 보여주고 있다. 송신이 시작되기 위한 최저 채널 상태를 γ_o 라고 하면, 송신 중단 확률 P_o 는 다음과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$P_o = \int_0^{\gamma_o} p_L(\gamma) d\gamma = \{1 - \exp(-\gamma_o/I)\}^L \quad (18)$$

그림 4와 5는 식 (18)을 토대로 구한 수치 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 전력 제어 방식이 최적인 경우가 그렇지 않은 경우보다 항상 낮은 송신 중단 확률을 나타냄을 알 수 있다. 이는 최적의 전력 제어 방식을 사용하게 되면 γ_o 의 값이 그렇지 않은 경우보다 작아지기 때문이다. 그리고 송신 안

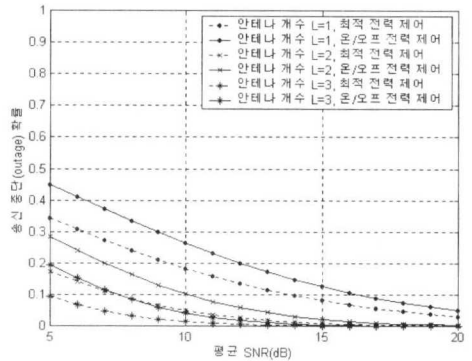


그림 4. 신호 성운 크기 M 이 연속적일 때 송신 중단(outage) 확률

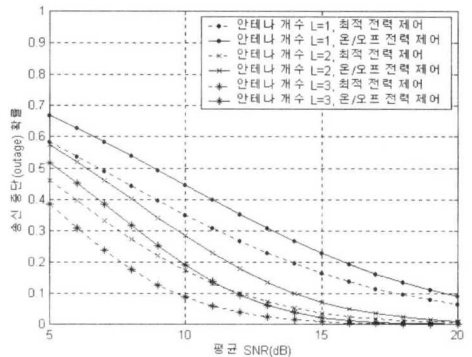


그림 5. 신호 성운 크기 M 이 이산적일 때 송신 중단(outage) 확률

테나의 개수가 많아질수록 송신 중단 확률이 낮아짐을 알 수 있는데, 이는 송신 안테나의 개수가 많아지면 $\beta_L(\gamma)$ 의 분포 폭이 작아지면서 채널의 상태가 개선되기 때문이다.

그림 6과 7은 각각 신호 성운 크기 M 이 연속적인 값을 가질 때와 이산적인 값을 가질 때, 최적의 전력 제어를 사용하는 방식과 온/오프 전력 제어를 사용하는 방식의 송신 전력이 순시(instantaneous) SNR에 따라 어떻게 조절되는 지를 보여주고 있다. 이 결과는 평균 SNR을 10 dB로 설정한 상태에서 구한 것이다. 예상한 바와 같이 온/오프 전력 제어를 사용하는 방식은 채널 상태가 일정 이상이 되면 일정한 송신 전력 수준을 유지하고, 최적 전력 제어를 사용하는 방식은 채널 상태에 따라 어느 정도의 송신 전력 변동이 있음을 알 수 있다. 그러므로 송신 전력 증폭기의 선형성 측면에서 본다면 온/오프 송신 전력 조절 방식이 최적 송신 전력 방식보다 유리하다고 할 수 있다. 따라서 온/오프 전력 제어

방식을 사용하며 신호 성운 크기의 해상도를 높인다면 최적 송신 전력 제어 방식을 사용하는 시스템의 스펙트럼 효율 성능에 좀 더 근접할 수 있으며 송신 전력 증폭기의 선형성에 대한 부담도 완화시킬 수 있음을 기대할 수 있다.

V. 결론

[1]에서는 적응 QAM 방식을 사용하는 선택적 송신 다이버시티 시스템을 제안하고, 스펙트럼 효율을 분석하였다. [1]의 방식에서 송신 전력은 채널 상태에 따라 조정되는데, 채널 상태가 호전되면 사용하는 송신 전력 또한 증가하는 형태를 갖는다. 이 방식을 효과적으로 사용하기 위해서는 송신 전력의 변화를 수용할 수 있을 정도로 선형성이 우수한 송신 전력 증폭기가 필요하다. 그러나 이러한 송신 전력 증폭기를 구현하는 것은 용이하지 않을 뿐더러 비용이 많이 든다. 이에 본 논문에서는 송신 전력을 온/오프 형태로 조정하는 방식을 제안하고, 스펙트럼 효율, 송신 중단 확률, 송신 전력의 변동폭이라는 3 가지 측면에서 성능을 분석하고, 최적 송신 전력 제어 방식을 사용하는 [1]과 비교하였다. 비교 결과, 일단 어떤 송신 전력 제어 방식을 사용하느냐에 상관없이, 송신 안테나의 개수가 증가하면 앞서 언급한 세 가지 측면의 성능이 모두 개선됨을 알 수 있었고, 특히 안테나의 개수가 한 개에서 두 개로 증가할 때 개선폭이 두드러짐을 알 수 있었다. 그리고 신호 성운 크기가 연속적인 값을 가질 수 있다면, 전력 제어 방식이 최적인 경우와 온/오프 방식인 경우간의 스펙트럼 효율 차이가 거의 없지만, 신호 성운 크기를 {0, 4, 16, 64}로 제한하고 송신 안테나 개수가 3이하인 경우에는 최적 전력 제어 방식을 사용한 경우가 온/오프 전력 제어 방식을 사용한 경우보다 약 3 dB 이내의 SNR 이득을 갖는다는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 이로부터 신호 성운 크기의 해상도를 높일 수 있다면 전력 제어 방식의 차이로 인한 스펙트럼 효율 차이를 줄일 수 있음을 알 수 있다. 한편, 채널 상태에 따른 송신 전력의 변화에 관한 수치 결과에서 최적 송신 전력 제어를 사용하는 방식은 온/오프 전력 제어를 사용하는 경우보다 송신 전력의 변화폭이 크다는 점을 확인하였다. 따라서 온/오프 전력 제어 방식을 사용하며 신호 성운 크기의 해상도를 높인다면, 최적 송신 전력 제어 방식을 사용하는 시스템의 스펙트럼 효율과의 차이를 줄이는 동시에 송신 전력 증

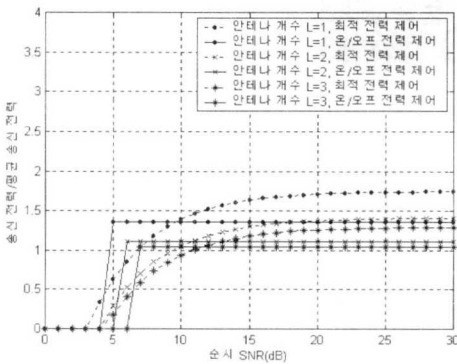


그림 6. 신호 성운 크기 M 이 연속적일 때 송신 전력 변화 (평균 송신 전력 = 10 dB)

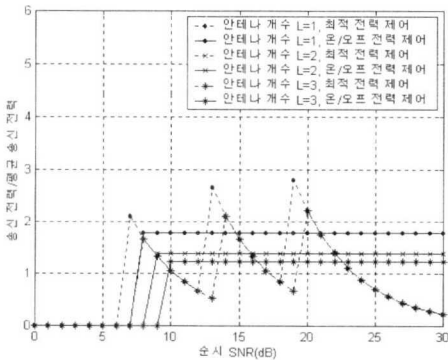


그림 7. 신호 성운 크기 M 이 이산적일 때 송신 전력 변화 (평균 송신 전력 = 10 dB)

폭기의 선형성에 대한 부담도 완화시킬 수 있음을 기대할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] 임창현, 권중만 “적응 MQAM을 이용한 선택적 송신 다이버시티 기술,” *한국통신학회논문지*, vol. 27, no. 5A, pp.146-152, 2002년 5월.

[2] 김준오, 권중만, 임창현, “적응 변조를 사용한 선택적 송신 다이버시티,” *대한전자공학회 하계 학술대회 2001*, 1권 pp.65-68 2001년 6월.

[3] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*, Prentice Hall, Inc., 1996.

[4] 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.

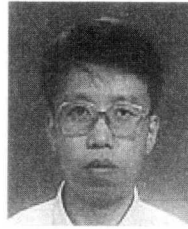
[5] A. Hotinnen and R. Wichman, “Transmit Diversity by Antenna Selection in CDMA Downlink,” *Proc. IEEE ISSSTA'98*, pp. 767-770, 1998.

[6] 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.

[7] C. H. Lim and J. M. Cioffi. “Performance of the adaptive rate MQAM with on/off power control,” *IEEE Communication Letters*, vol. 5 no. 1, pp.16-18, Jan. 2001.

임 창 현(Chang Heon Lim)

정회원



1986년 2월 : 서울대학교
전자공학과 학사
1988년 8월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
1993년 8월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 박사
1994~현재 : 부경대학교 전자컴
퓨터정보통신 공학부 부교수
<주관심 분야> 통신, 레이더 신호 처리, 오디오 부호
화

김 준 오(Juno Kim)

정회원



2000년 2월 : 부경대학교
전자공학과 학사
2002년 2월 : 부경대학교
전자공학과 석사
2002년 8월~현재 : 국방과학
연구소 연구원
<주관심 분야> 통신시스템