工學碩士 學位論文

온/오프 전력 제어 기반 적응 QAM을 사용하는 선택적 송신 다이버시티

2002年 2月

釜慶大學校 大學院

電子工學科

金 俊 吾

工學碩士 學位論文

온/오프 전력 제어 기반 적응 QAM을 사용하는 선택적 송신 다이버시티

指導敎授 林 昌 憲

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2002年 2月

釜慶大學校 大學院

電子工學科

金 俊 吾

金俊吾의 工學碩士 學位論文을 認准함

2001년 12月26日

主 審 工學博士 李 遠 昌 ㊞

委 員 工學博士 姜 根 澤 ㊞

委 員 工學博士 林 昌 憲 ㊞

목 차

Selective Transmission Diversity Using Adaptive MQAM with On/Off Power Control

Juno Kim

Department of Electronic Engineering, Graduate School

Pukyong National University

Abstract

Selection transmit diversity is a simple and effective fading mitigation technique in a fading environment. A previous study has presented an application of adaptive QAM scheme to the selection transmit diversity and analyzed its spectral efficiency. In general, adaptive power control of the adaptive QAM scheme requires a highly linear power amplifier for its successful operation which is not easy to implement. In order to alleviate this strict requirement, this paper presents the On/Off power control policy which can be a adequate solution to the problem. So, we here investigate the performance of the selection transmit diversity employing the adaptive QAM with on/off power control and compare it with those of the one with optimal and truncated inversion power control rule. we performed computer analysis which assumed that up to four antennas were employed at the transmitter and one receiver antenna, then, compared it with optimal and truncated method when the three discrete rate set was used, in the case of spectral efficiency and power control rule. the numerical analysis shows that the proposed method performs as well as the truncated power control in the spectral efficiency and suffers about 3 dB SNR degradation compared with optimal method when the three discrete rate set is used. However, its dynamic range of transmission power is much less required than those of optimal and truncated method when the required BER is 10^{-3} and the possible MQAM constellation size is restricted to be one of the {0, 4, 16, 64}.

I. 서론

종래의 이동 통신 시스템은 주로 음성 통신 서비스를 제공하는 것을 목적으로 하였다. 그러나 멀티미디어 데이터 통신 서비스에 대한 수요가 급증함에 따라 이를 수용할 수 있는 이동 통신 시스템에 대한 연구가 활발하게 전개되어 왔다. 이러한 노력의 결실이라고 할 수 있는 제 3세대 이동통신 방식은 멀티미디어 데이터 서비스를 제공하는 것으로 알려져 있다.

이동 통신 시스템이 정보를 송수신 할 때 가장 문제가 되는 것이 채널의 페이딩(fading) 현상이다. 그래서 지난 수십년간 페이딩에 의한 영향을 줄이기 위한 방법에 대한 연구가 있어왔다. 그 중에 가장 효과적인 방법 중의 하나가 안테나 다이버시티 기술이다. 이는 수신기에 다수의 안테나를 설치하고, 이를 활용하여 다이버시티 이득을 실현하고자 하는 방식이다. 그러나 수신단에서 다중안테나 사용의 주된 문제점은 다중 수신 안테나 다이버시티의 사용시 공간 다이버시티를 얻으려면 다른 안테나로 들어오는 신호들이 상호 상관되지 않아야 하므로 안테나 사이의 거리가 충분히 떨어져 있어야 하는데, 이것은 수신기가 손바닥 크기의 작은 경우에는 달성하기 힘들며, 동일하게 강한 신호를 얻는데 어려움이 있고, 가격과 단말기의 전력 등에서도 문제점이 있다. 단말기에서 다중안테나의 사용 및 고주파회로의 사용은 단말기의 크기를 증가시킬 뿐 아니라 비용의 증가를 가져온다. 또한 많은 다운로드 형태의 응용의 증가로 순방향에서의 용량요구가 증가되었다. 결과적으로 다이버시티 기법의 사용은 수백 또는 수천 개의 단말기를 서비스하며 단말기에 비해 복수개의 안테나를 위한 충분한 공간과 복잡성 면에서 덜 제한되어있는 기지국에서 설비를 갖추어 순방향링크의 성능을 전송 안테나 다이버시티를 이용하여 증가시키는 것이 타당하며 경제적이다. 이러한 이유로 해서 다이버시티 기술은

수신품질을 향상시키기 위해서 송신 다이버시티를 적용하는 부분에 많은 연구가 진행중이다. 송신 다이버시티 기술의 하나인 선택적 송신 다이버시티는 송신기에 설치된 송신 안테나 중에서 가장 좋은 채널을 제공하는 안테나를 통해서 신호를 전송하는 방식이다. [1]에서 선택적 송신 다이버시티 시스템의 주파수 이용 효율을 높이기 위해서 적응 MQAM 방식[2]을 활용하는 방안을 제시하고, 성능 분석 결과를 제시한 바가 있다. 여기에서 사용한 적응 MQAM 방식은 채널 상태에 따라 변조 레벨과 송신 전력을 조절하는 방안이다. 수신기가 겪는 채널상황을 반대쪽의 송신기에서 알 수 있다면 송신기는 채널의 영향을 극복하고자 신호를 사전에 왜곡시켜 보낼 수 있을 것이다. 그러나 이러한 접근 방법에는 근본적인 문제점이 있다. 요구되는 송신기 전송전력의 가변범위이다.

송신 전력을 조정하게 되면 이를 성공적으로 수행하기 위해서는 선형성이 우수한 송신 전력 증폭기가 필요하다. 그러나 전력 증폭기의 선형성을 확보하는 것이 쉽지 않다라는 점을 감안할 때 전력 조정 범위를 줄이는 방안이 필요하다. 이에 본 논문에서는 송신 전력을 on/off 방식[3]으로 조절하는 방안을 [1]의 방식에 도입하는 방안을 제안하고, 해당 시스템의 주파수 이용 효율 성능을 분석한다. 아울러 최적의 송신 전력 조정 방식과 truncated inversion이라는 준최적(suboptimal) 방식을 사용했을 때의 결과와 비교하고자 한다.

본 논문의 구성은 I장의 서론에 이어, II장에서는 다이버시티 기술에 대해서 설명하며, III장에서는 적응 QAM을 적용한 송신 다이버시티에 대해서 IV장에서는 제안한 On/Off 전력 제어 기반 적응 QAM 송신 다이버시티 기술에 관한 내용을 알아보고, V장에서는 성능분석 결과를 제시하며, 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 다이버시티 기술

무선통신은 유선통신과 달리 대기중을 통해 전파해 간다. 개인의 단말기 안테나를 통해 방사된 신호는 대기중을 통해 전파해 가면서 빌딩, 주택 등의 건물과 산, 강 등의 지형적인 장애물 등에 의해 감쇠가 발생한다. 그리고 이와 같은 장애물 등에 의해 반사 및 회절 되어진 신호는 하나의 경로를 통해 전파해 가는 것이 아니라 여러 경로를 통해 전파해 간다. 그러므로 기지국에서는 다중경로신호를 통해 수신하게 된다.

이동통신시스템에서 다중경로 페이딩은 가입자간에 서로 통화를 가능하게 하는데 있어서 매우 위험한 요소이다. 다중경로 페이딩이 심하게 발생하게 되면 무선망의 안정성이 떨어지게 되며 통화가 끊기는 현상이 발생하게 된다. 그러므로 이동통신시스템에서는 다중경로 페이딩을 경감시키는 기술이 필수적이 된다.

다이버시티 기술은 페이딩을 줄이는 효과적이며 실용적인 방법이다. 예로 여러개의 독립적인 페이딩 채널에 똑같은 정보 신호를 실어 보내면 모든 신호가 깊은 페이딩에 걸릴 확률은 상당히 줄어든다. 즉 p 가 치명적인 값 아래의 페이딩에 걸릴 확률이라면 p^L은 L 개의 똑같은 신호가 독립적인 페이딩 채널에서 동시에 깊은 페이딩에 걸릴 확률이다. 이런 다이버시티 기술은 주파수 다이버시티, 시간 다이버시티, 공간 다이버시티 등 여러 방법이 있다.

2.1 다이버시티 기술의 개념

다이버시티 기법의 기본 개념은 수신 단에서 2개의 수신안테나를 이용하는 것이다. 다이버시티 수신에 있어서 복수의 페이딩파를 얻는 것은

송신기와 수신기와의 사이에 독립적인 전송경로를 만드는 것 외에 없다. 즉 두 개의 수신안테나에 수신되는 신호가 완전히 서로 다른 신호를 수신하면 되는 것이다. 이렇게 되면 한쪽 안테나에 수신되는 신호에 깊은 페이딩 현상이 발생하더라도 다른 한쪽 안테나에 수신되는 신호는 작은 페이딩 현상이 발생하게 됨으로 적은 페이딩 신호를 선택하여 신호를 재생하면 좋은 질의 통화를 제공하게 된다. 예를 들어, 일정거리이상 이격되어있는 두 개의 안테나에 수신된 신호의 페이딩 현상이 서로 다른 것을 볼 수 있다. 깊은 페이딩이 발생되는 시점 또한 서로 다르므로 이때 다이버시티 기법을 사용하게되면 보다 나은 서비스를 제공할 수 있다.

현재 이동통신시스템에서 많이 사용되어지는 다이버시티 기법은 공간 다이버시티 기법이다. 공간 다이버시티는 2개의 수신안테나를 공간상으로 이격 시키는 방법으로 이격 거리는 보통 10 20λ 정도이다. 서로 이격된 안테나로부터 수신되는 신호들은 서로 다른 위상 변화를 겪기 때문에 각각 서로에 대해 낮은 상관 특성을 가지게 된다. 여기에서 낮은 상관 특성을 가진다는 것은 한쪽 신호와 다른 쪽 신호의 다중경로 페이딩 특성이 서로 독립적임을 의미한다. 그러므로 한 신호가 깊은 페이딩에 빠질 때 다른 신호는 깊은 페이딩에 빠질 확률이 적게되며 이러한 두 신호를 합성하면 다중경로 페이딩이 적은 신호로 만들 수 있게된다.

2.2 선택적 송신 다이버시티

송신 안테나 다이버시티 기술이란 다수의 안테나를 송신측에서 사용하여 다이버시티 이득(diversity gain)을 실현하고자 하는 기술이다. 송신 안테나 다이버시티 기술 중에서 선택적 송신 다이버시티 방식은 일정 크기의 데이터를 전송할 때마다 최상의 채널을 제공하는 송신 안테나를 선택하여 전송 방식을 가리키다. 따라서 이 방식은 수신 신호 대 잡음비

(signal-to-noise ratio)가 급격하게 악화되는 경우를 회피하기에 적합하며, 무선 통신에 있어서의 통신의 신뢰도를 위협하는 가장 큰 요소인 페이딩 현상을 줄일 수 있다. 선택적 전송 다이버시티 방식에서는 기지국에서 다수개의 송신 안테나가 존재하는데, 무선채널 환경의 변화에 따라 페이딩을 가장 적게 겪는 경로를 갖는 하나의 안테나를 선택하여 전송한다. 본 논문에서 사용하는 선택적 다이버시티 기술[8]은 송신측에서 두 개에서 네 개까지의 안테나를 사용하며, 채널 상황은 L개의 독립적인 Rayleigh 페이딩 채널이라고 가정한다. 각 채널은 다이버시티 가지(branch) 라고 부르며, 다음 식(1)과 같은 동일한 평균 SNR을 가진다고 가정한다.

$$SNR = \Gamma = \frac{E_b}{N_0}\overline{\alpha^2} \tag{1}$$

레일리 페이딩 채널에서 하나의 가지가 특정한 SNR 임계값 γ_0 보다 낮을 확률은 식(2)와 같다.

$$P_\gamma[\gamma \le \gamma_0] = \int_0^{\gamma_0} p(\gamma)d\gamma = \int_0^{\gamma_0} \frac{1}{\Gamma} e^{\frac{-\gamma}{\Gamma}} d\gamma \tag{2}$$

여기서 Γ 는 각 가지의 평균 SNR이다. 그리고, 모든 L개의 안테나를 사용할 때 독립적인 다이버시티 가지에서 각각의 안테나 전송 신호가 동시에 SNR 임계값 γ_0보다 낮을 확률은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_r[\gamma_1, \cdots, \gamma_L \le \gamma_0] = P_L(\gamma_0) \tag{3}$$

따라서, $P_L(\gamma)$는 모든 가지에서 $SNR = \gamma_0$을 전송하지 못할 확률이며, 만약 하나의 안테나라도 $SNR > \gamma_0$ 를 얻을 수 있다면 그에 대한 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{\gamma}[\gamma > \gamma_0] = 1 - P_L(\gamma_0) = 1 - (1 - d^{-\gamma/\Gamma})^L \tag{4}$$

식(4)는 선택적 다이버시티를 사용하였을 때 임계값보다 높을 확률이다. 그리고, 다이버시티를 사용할 때 평균 SNR의 PDF는 $P_L(\gamma_0)$를 미분함으로써 얻을 수 있다.

$$p_L(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_L(\gamma) = \frac{L}{\Gamma}(1 - e^{-\gamma/\Gamma})^L e^{-\gamma/\Gamma} \tag{5}$$

따라서, 레일리 페이딩 채널에서 다이버시티를 사용한 시스템의 주파수 효율을 구하는 공식은 다음과 같다.

$$\frac{R}{B} = \int_0^{\infty} \log_2 M \; p_L(\gamma)\, d\gamma \tag{6}$$

여기서 M은 신호성운의 크기를 나타내며, 본 논문에서는 M의 크기를을 {0, 4, 16, 64} 인 경우로 제한시켜 성능을 비교 분석하였다.

III. 적응 QAM 이용한 송신 다이버시티

일반적인 통신 시스템은 변조 방식 또는 전송 관련 파라미터가 시간에 따라 변하지 않는 형태를 갖는다. 만약 이러한 시스템을 페이딩 채널과 같이 시간에 따라 채널 환경에서 사용한다고 하고 BER 성능이 항상 어떤 수준이상이 되어야 한다고 하면 채널의 특성이 가장 악화되었을 때를 기준으로 전송방식을 결정해야 한다. 따라서 채널의 특성이 좋아졌을 때는 송신 전력이나 주파수 대역 등의 주파수 자원을 낭비하는 결과를 초래하게 된다. 이러한 것을 개선하기 위한 방안의 하나로 연구가 되고 있는 것이 적응 변조 기술이라는 것이다.

이 기술은 채널 환경의 변화에 따라 변조 레벨 크기, 송신 전력, 심볼 주기들을 변화시킴으로써 주어진 채널의 이용 효율을 극대화하고자 하는 기술이다. 본 논문에서는 안테나 다이버시티 방법 중의 하나인 선택적 송신 다이버시티 기술의 주파수 이용 효율을 높이기 위해 선택적 송신 다이버시티와 적응 전송 기술을 함께 사용하는 시스템을 제안하고, 최적화된 전력 적응, Truncated Inversion Power 그리고 제안한 on/off 전력 제어 기반 적응 QAM 송신 다이버시티에 대해서 분석한다.

3.1 적응 QAM 송신 다이버시티 시스템 구조

그림 3.1은 가변 전력(variable power) 가변 전송 비(variable rate) 적응 QAM 송신 다이버시티 시스템의 구조를 나타낸다. 송신 데이터는 MQAM 변조기로 입력되며, M레벨의 QAM 심볼 열(symbol sequence)로 변환된다. 각 심볼은 전송될 때, 다수 개의 안테나 중에서 최대의 채널 이득을 가지는 안테나를 통해 송신되며, 이때 MQAM 심볼의 신호성운의

크기와 전송전력의 결정은 순시 채널이득 변화에 따라서 결정된다. 수신기 쪽에서는 각 송신안테나에 대한 채널 상태 추정이 가능하도록 채널 상태 정보를 완벽하게 궤환 시키는 것으로 가정한다.

송신기와 수신기 안테나 사이의 채널 상태는 레일리(Rayleigh) 페이딩 모델을 따른다고 가정하며, 다수 개의 다이버시티 안테나는 각각의 채널 상황에 대해서 상호 독립적인 페이딩 특성을 가질 수 있도록 적정한 간격을 유지한다. 그리고, 심볼은 수신단에서 위상 동기(coherent) MQAM 검출기(detector)쪽으로 보내지며, 심볼의 복조와 더불어, 채널의 상태를 추정한다. 추정된 채널정보는 에러 없이 궤환 채널을 통해서 송신기 쪽으로 전송된다고 가정한다.

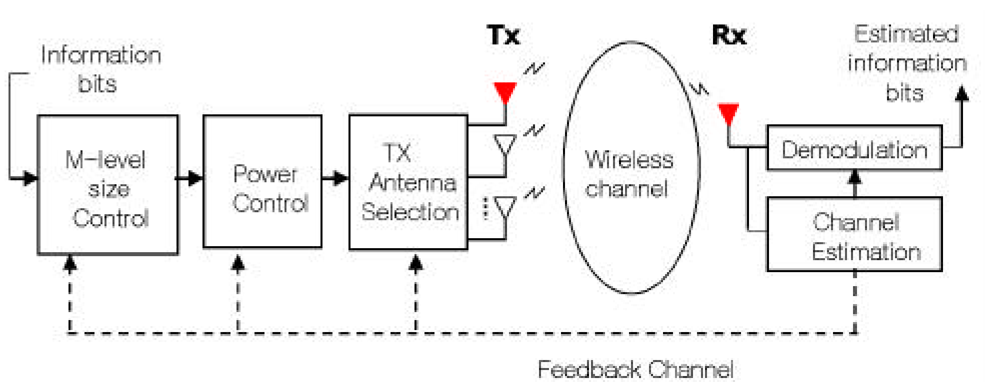

그림 3.1 적응 변조 송신 다이버시티 시스템 모델

3.2 Optimal Power 적응 QAM 시스템

플랫 페이딩 채널 환경에서, 채널 전력 이득 g 는 시간에 따라 요동한다. 적응 QAM 시스템에서는 데이터 송신시 관련된 요소들을 순시 채널 상태에 따라 값의 변화를 주기 때문에, 순시 채널 상태 γ 에 대한 정의가 필요하다. [2]에서 γ는 $\overline{S}T_s g/N_0$ 의 형태로 나타낼 수 있으며, $\overline{S}$와 T_s는 각각 평균 전송 전력과 전송 심볼의 주기를 의미한다. 최적화된(optimal) 적응 QAM 전송 시스템에서의 무선 채널 상태는 레일리 페이딩의 형태를 따른다고 가정하며, 채널 상태 정보 γ 는 다음 식(7)과 같이 pdf(probability density function) $p(\gamma)$ 의 함수이다.

$$p(\gamma) = \frac{L}{\Gamma}(1 - \exp(-\gamma/\Gamma))^{L-1}\exp(-\gamma/\Gamma), \qquad \gamma \geq 0 \tag{7}$$

(7)에서 L 은 송신 안테나의 개수를 나타내며 Γ 는 γ 의 통계적인 평균값을 나타낸다. 일반적으로 신호성운(constellation)의 크기의 경우 실질적인 통신환경에서는 이산적인 경우가 구현이 용이하기 때문에, 신호성운의 크기가 $N+1$ 값의 형태인 $\{M_0 = 0,\ M_1,\ M_2,\ \cdots,\ M_N\}$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, 각 신호성운의 크기는 γ 가 선택될 영역과 관계가 있으며, 신호성운 선택 조건 $M(\gamma)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M(\gamma) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \gamma < T_1 \\ M_1 & T_1 \leq \gamma < T_2 \\ \vdots & \vdots \\ M_N & T_N \leq \gamma < \infty \end{cases} \tag{8}$$

여기서, T_i 는 신호성운의 크기 M_i와 관련된 채널 상태 영역의 최하위

부분을 의미하며, $S(\gamma)$를 채널 상태 정보 γ에 해당하는 전송 전력이라고 설정한다.

[2]에 의하면, 만일 신호성운 선택 규칙 $M(\gamma)$를 식 (9)와 같이 수신된 MQAM 심볼의 SNR $\gamma S(\gamma)/\overline{S}$ 의 형태로 나타낸다면, 이상적인 위상 동기(Coherent) 수신 방식을 사용한 QAM 기반 시스템의 BER 성능은 어떠한 채널 상태 γ에 대해서도 요구되는 성능을 유지할 수 있다.

$$M(\gamma) = 1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)}\frac{S(\gamma)}{\overline{S}} \tag{9}$$

따라서, 만일 최적화된(optimal) 적응 QAM 시스템이 어떠한 채널 상태 γ에 대해서 원하는 BER 성능을 유지하기 위해서는 시스템의 전력 제어 규칙 $S(\gamma)/\overline{S}$ 는 아래 식 (10)과 같이 되어야 한다.

$$\frac{S(\gamma)}{\overline{S}} = \begin{cases} 0 & 0 \le \gamma < T_1 \\ \dfrac{(M_1 - 1)}{\gamma K} & T_1 \le \gamma < T_2 \\ \vdots & \vdots \\ \dfrac{(M_N - 1)}{\gamma K} & T_N \le \gamma < \infty \end{cases} \tag{10}$$

여기서, $K = -1.5/\ln(5BER)$ 이다. 그리고, 최적화(optimal)된 시스템의 주파수 효율 R/B 는 다음 식과 같이 각 γ 구간별 주파수 효율의 합으로 나타낼 수 있다.

$$R/B = \int_{T_1}^{T_2} \log_2(M_1)p(\gamma)d\gamma + \cdots + \int_{T_N}^{\infty} \log_2(M_N)p(\gamma)d\gamma \tag{11}$$

(11)식에서, 주파수 효율은 N 요소 $\{T_i, \quad i = 1, \cdots, N\}$들의 함수임을 알 수 있다. 따라서 최대의 주파수 효율은 (11) 식을 $\{T_i\}$ 에 대해서 최대화를 시킴으로써 얻을 수 있으며, 다음 식 (12)의 평균 전송 전력 제한 규칙을 만족하는 구간 안에 존재해야 한다.

$$\int_0^{\infty} S(\gamma)p(\gamma)d\gamma = \overline{S}. \tag{12}$$

결과적으로, 최적화된 적응 QAM 방식의 최대 주파수 효율을 구하는 방법은 제한된 다차원 최적화 문제의 형태를 취하며, 라그랑지 승수 (multiplier) 방법을 이용하여 해결할 수 있다. 이 문제의 경우는 라그랑지안 L 의 경우 다음과 같이 주어진다.

$$L = \sum_{i=1}^{N} \log_2(M_i) \int_{T_i}^{T_{i+1}} p(\gamma)d\gamma - \lambda\left(\sum_{i=1}^{N} \int_{T_i}^{T_{i+1}} \frac{M_i - 1}{\gamma K} p(\gamma)d\gamma - 1\right) \tag{13}$$

여기서 $T_{N+1} = \infty$ 이며, $\{T_i\}$의 최적화 된 값은 식 (13)을 $\{T_i\}$에 대해서 미분함으로써 구할 수 있다. 그리고 이 값은 (11) 에 대입하여 최대 주파수 효율을 구하는데 이용될 수 있다. 만일 MQAM의 신호성운의 크기가 연속적이라고 한다면, 주파수 효율은 [2]에서 언급한 변분법 (calculus of variation)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R/B = \int_{r_K}^{\infty} \log_2\left(\frac{\gamma}{\gamma_K}\right)p(\gamma)d\gamma \tag{14}$$

여기서 γ_K 는 평균 전송 전력 제한 조건에 의한 최적화된 임계 페이

딩 심도를 나타낸다. 따라서, 최적화된 적응 QAM 시스템의 주파수 효율 R/B 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R/B = \ln 2 \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L}{k} (-1)^{L-k} Ei\left(-\frac{\gamma_K}{\Gamma}(L-k)\right) \tag{15}$$

여기서, $Ei(x) = \int_{-\infty}^{x} \frac{e^t}{t} dt$ 이며 $x<0$ 일 때 만족한다. 최적화된(optimal) 적응 QAM 시스템의 주파수 효율을 송신 안테나 개수를 달리하여 구할 수 있으며, 요구되는 BER 성능은 10^{-3} 으로 설정한다.

그림 3.2에서 최적화된 시스템의 주파수 효율을 나타내며, 안테나 개수를 달리 했을 경우의 주파수 효율을 나타낸다. 여기서 사용된 MQAM 신호성운의 크기는 {0, 4, 16, 64} 네 가지로 제한했으며 {0}의 경우는 신호를 전송하지 않는 것으로 한다. 주파수 효율을 나타내는 그림에서 보듯이 송신 안테나의 개수가 증가할수록 주파수 사용 효율이 높아짐을 알 수 있으며, 특히 $L=1$에서 $L=2$로 변할 때 가장 효율이 좋음을 확인 할 수 있다.

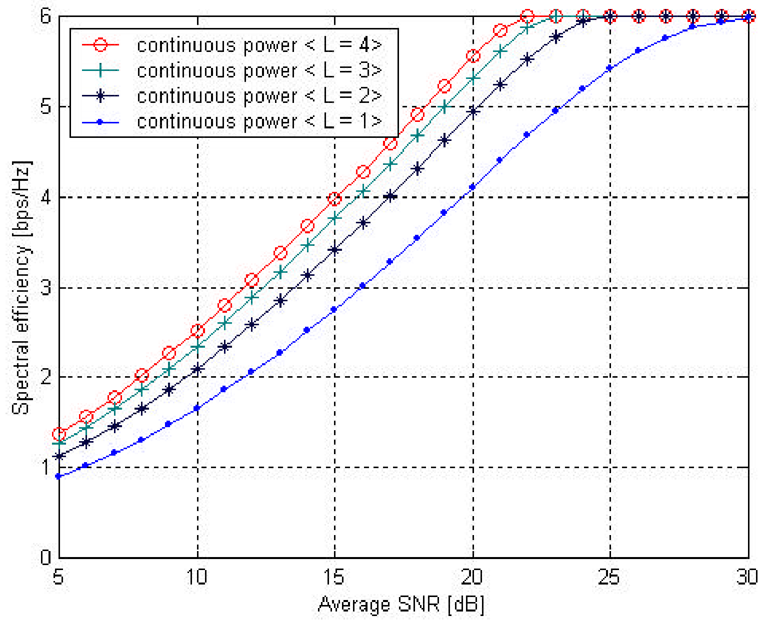

그림 3.2 **송신 안테나 다이버시티 적용시 최적화된 전력 적응 시스템의 주파수 효율**

신호성운의 크기(M): { 0 4 16 64 }

(L: **송신 안테나 개수**)

3.3 Truncated Inversion Power 적응 QAM 시스템

Inversion Power 적응 QAM 시스템에서는 송신 전력의 상당부분을 페이딩이 심한 부분의 보상을 위해서 사용되므로 효율이 많이 떨어지게 된다. 이러한 단점을 보완할 수 있도록 나온 방식이 Truncated Inversion Power 적응 QAM 시스템이다. 이 방식은 어떤 임계 페이딩 깊이 γ_0 이상인 영역에 대해서만 송신 전력 보상을 하며, 시스템의 전력 제어 규칙은 다음과 같이 식 (16)으로 나타낼 수 있다.

$$S(\gamma)/\overline{S} = \begin{cases} \frac{\sigma_o}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_o \\ 0, & \gamma < \gamma_o \end{cases} \tag{16}$$

신호성운의 크기 $M(\gamma) = 1 + K\gamma S(\gamma)/\overline{S} = 1 + K \cdot \sigma_0$ 로 나타낸다.
여기서 채널은 $\gamma \geq \gamma_0$ 인 경우만 사용됨을 알 수 있으며, 다음의 식(17)의 전력 조절 제한 조건을 만족해야 한다.

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{S(\gamma)}{\overline{S}} p(\gamma) d\gamma = \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{\sigma_0}{\gamma} p(\gamma) d\gamma \leq 1 \tag{17}$$

식 (17)에서 L 개의 송신 안테나를 적용 할 때 최적화된 σ_0 의 값은 다음과 같이 식 (18)로 계산되어 진다.

$$\sigma_0 = \frac{\sigma}{L} \cdot 1/\sum_{k=0}^{L-1}\binom{L-1}{k} \cdot (-1)^{L-1-k} \times \left\{ Ei\left(\frac{\gamma_K^* M_j}{\sigma}(L-k)\right) - Ei\left(\frac{\gamma_K^* M_{j+1}}{\sigma}(L-k)\right)\right\} \tag{18}$$

평균 전송 전력 제한 조건을 만족하는 γ_0 **에 대해서 최대화된 주파수 효율을 나타내는 식은 다음 식** (19)**과 같으며**, L **개의 송신 안테나에**

$$\frac{R}{B} = \sum_{j=1}^{N} \log_2(M_j) p(M_j \le \gamma / \gamma_K^* \le M_{j+1}) \tag{19}$$

대해서는 식 (20)**과 같이 일반적인** L**개의 안테나를 적용한 일반적인 식으로 나타낼 수 있다**.

$$R/B = \sum_{j=1}^{N} \log_2(1+K\sigma_0) \cdot \sum_{k=0}^{L-1}\binom{L-1}{k} \cdot (-1)^{L-1-k} \times \left\{ \exp\left(\frac{-\gamma_K^* M_j}{\sigma}(L-k)\right) - \exp\left(\frac{-\gamma_K^* M_{j+1}}{\sigma}(L-k)\right)\right\} \tag{20}$$

γ_0 **값으로 최적화 된** Truncated Inversion Power **방식의 주파수 효율의 경우 그림** 3.3**에 나타나 있다**.

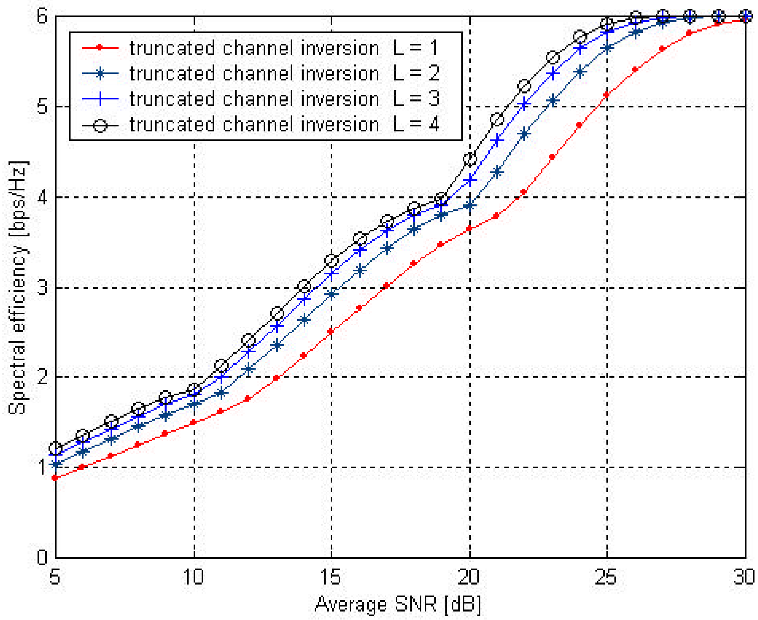

그림 3.3 **송신 안테나 다이버시티 적용시 준최적 방식의 전력 적응 시스템의 주파수 효율**(bps/Hz)

신호성운의 크기(M): { 0 4 16 64 }

(L: **송신 안테나 개수**)

IV. On/Off 전력 제어 적응 QAM 송신 다이버시티

최적화된(optimal) 전력 적응의 경우, 채널상태가 양호해 짐에 따라 송신기의 전력 할당을 보다 많이 하게 되며, 그 반대의 경우, 즉 채널 환경이 열악해짐에 따라 전력 할당을 낮추도록 되어 있는 구조로 되어 있다. 그리하여, 전송 전력의 경우, 페이딩 환경에서 시간이 지남에 따라 전력의 요동(fluctuation)현상이 심하게 된다. 따라서 송신 전력의 요동 현상을 완화시켜, 송신 전력 증폭기의 높은 선형성 요구를 줄일 수 있는 방법의 필요성이 제기된다. 이에, 본 논문에서는 적응 QAM 방식 on/off 전력 제어 기반 송신 다이버시티 기술을 제안한다. on/off 전력 제어 시스템은 송신 전력이 온(on) 되어 있는 동안에 송신 신호의 평균 전력을 변화시키지 않음으로써 송신 전력 증폭기의 선형성 요구를 상당히 완화시킬 수 있다는 장점과 송신 다이버시티를 적용하여 보다 효율적인 시스템을 제안할 수 있었다. 본 장에서는, 앞에서 언급된 최적화된(optimal) 방식과 준최적(suboptimal)방식에 이어서, 제안한 시스템의 주파수 효율과 전력 제어 방식에 대해서 알아본다.

4.1 시스템 구조

[2]에 의하면 , 만일 신호성운의 크기가 M 이고, 평균 심볼 에너지가 E_s 인 QAM 심볼이 잡음전력 밀도가 N_o인 AWGN 채널환경에서 위상 동기적(coherent)으로 검출된다면, MQAM의 BER은 다음과 같은 부등식을 만족하는 것으로 알려져 있다.

$$BER \le 0.2 \exp[-1.5\gamma/(M-1)] \qquad (21)$$

위 (21)식이 만족되는 영역은 $M \geq 4$ 인 경우와, $0 \leq \gamma \leq 30\ dB$ 인 경우이며, γ 는 Es/No을 나타낸다. $S(\gamma)$는 수신 SNR로 정의되는 순시 전력 γ 에 대한 송신 전력 제어 규칙을 나타내며, 평균 전력이 $\overline{S}$ 이하가 되어야 한다는 조건을 만족해야 하기 때문에 다음의 식(22)를 만족해야 한다.

$$\int_0^{\infty} S(\gamma)p(\gamma)d\gamma \leq \overline{S} \tag{22}$$

본 논문이 제안한 방식에서 페이딩 채널의 채널 상태를 나타내는 양으로 $\gamma = \overline{S}g/N_oB$ 를 사용한다. 여기에서 g, $N_{o,}$ B 는 각각 채널 전력이득, 잡음 전력 밀도 및 전송 주파수 대역을 나타낸다. 이러한 γ 의 정의를 사용한다면, 페이딩 채널에 대해서는 각 γ 에 따른 BER 조건은 다음과 같은 식(23)의 관계를 만족하게 된다.

$$BER(\gamma) \leq 0.2\exp\left[\frac{-1.5\gamma}{M-1}\frac{S(\gamma)}{\overline{S}}\right] \tag{23}$$

그리고 식(23)을 변조 레벨 $M(\gamma)$ 로 정리하면 다음과 같다.

$$M(\gamma) = 1 - \frac{1.5\gamma}{\ln(5BER)}\frac{S(\gamma)}{\overline{S}} \tag{24}$$

제안한 방식은 on/off 전력 제어 방식을 사용하기 때문에 γ 에 대한 전력 제어함수 $S(\gamma)$ 는 식 (25)와 같은 형태를 갖게 되며, 동시에 식 (26)의 평균 전력 제한 조건을 만족해야 한다.

$$S(\gamma)/\overline{S} = \begin{cases} S_o & \gamma \geq \gamma_o \\ 0 & \gamma < \gamma_o \end{cases} \tag{25}$$

$$\int_{\gamma_o}^{\infty} S(\gamma)p(\gamma)d\gamma = \overline{S} \tag{26}$$

여기서 γ_o**는 송신 전력의 임계값**(cutoff)**에 해당하며,** S_o**는 송신전력이** 0 **이 아닐 때의 평균전력에 대한 상대적인 전송 전력의 비를 가리킨다. 그리고** $p(\gamma)$**는** γ **에 대한 확률 밀도 함수로서,** L**개의 송신 안테나에 대해서는 식** (7)**과 같은 형태를 사용한다.**
한편, 제안한 방식에서 사용하는 on/off **전력 제어와 관련한 파라미터** γ_0 **와** S_0 **는 제안한 시스템의 주파수 효율이 최대가 되도록 한다는 조건으로부터 결정한다. 이를 수학적으로 표현하면 식** (27)**과 같다.**

$$\begin{aligned} &\max_{S_o,\gamma_o} E[\log_2 M(\gamma)] \\ &= \int_{\gamma_o}^{\infty} \log_2\left(1 + \frac{1.5\gamma}{-\ln(5BER)}\frac{S_o}{\overline{S}}\right)p(\gamma)d\gamma \end{aligned} \tag{27}$$

다수의(multiple) **송신 안테나를 적용한 경우에 평균 전력 제한 조건으로부터** S_o **와** γ_o **는 다음과 같은 관계를 갖는 일반적인 형태의 식**(28) **및** (29)**를 유도 할 수 있다.**

$$S_o = 1 - \left\{1 - \exp\left(-\frac{r_o}{\sigma}\right)\right\}^L \tag{28}$$

$$r_o = -\sigma \log\{1 - (1 - S_o)^{1/L}\} \tag{29}$$

그리고 최적의(optimal) γ_o **값은 주파수 효율이 최대가 되도록 한다는 조**

건을 이용하여 결정한다.

그림 3.4는 on/off 전력 제어 기반의 적응 QAM 송신 다이버시티 시스템의 주파수 효율을 나타내며, 안테나 개수를 달리 했을 경우의 주파수 효율을 나타낸다. 주파수 효율을 나타내는 그림에서 보듯이 송신 안테나의 개수가 증가할수록 주파수 사용 효율이 높아짐을 알 수 있으며, 특히 $L=1$에서 $L=2$ 로 변할 때 가장 효율이 높아짐을 알 수 있으며, 송신 다이버시티 안테나 개수가 증가함에 따라 준최적(suboptimal) 방식과도 유사한 주파수 효율을 가짐을 알 수 있다.

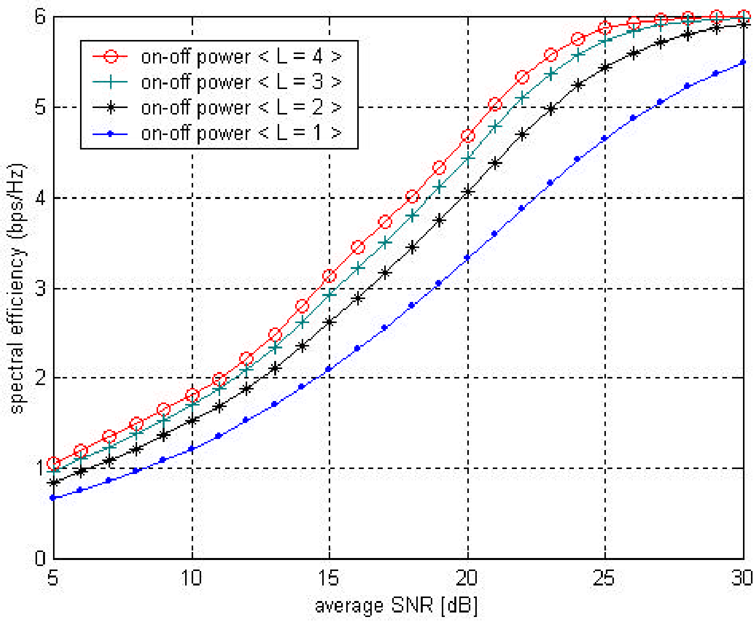

그림 3.4 **송신 안테나 다이버시티 적용시** on/off **전력 제어 기반 적응 시스템의 주파수 효율**

신호성운의 크기(M): { 0 4 16 64 }

(L: **송신 안테나 개수**)

IV. 성능 분석 및 결과

IV 장에서는 본 논문이 제안한 방식을 최적의 전력 제어를 사용하는 방식 및 truncated inversion 방식을 사용하는 경우와 비교 분석한다. 그리고 결과를 도출하는 과정에서 사용하는 적응 변조 방식의 신호성운의 크기는 [0 4 16 64]로 제한하였으며, 요구되는 BER 성능은 10^{-3} 만족하도록 하였다.

그림 3.5 3.8은 서로 다른 전력 제어 방식을 사용하는 적응 변조 송신 다이버시티 시스템의 주파수 이용 효율이 안테나 개수(L)의 변화에 따라 어떻게 변하는 지를 보여주고 있다. 안테나 개수가 증가함에 따라 on/off 전력 제어 방식을 사용하는 경우와 truncated inversion 전력 제어 방식을 사용하는 경우에 대한 주파수 효율 차이가 작아짐을 알 수 있다. [3]에서 보는 바와 같이 방식들 간의 주파수 이용 효율 차이는 변조 레벨의 해상도를 높이면 더욱 줄어들 수 있다.

그림 3.9와 그림 3.10은 순시 채널 이득 γ 에 따른 상대 적인 송신전력의 비 $S(\gamma)/\overline{S}$ 의 변화를 송신 다이버시티 안테나 수 L을 증가시키면서 보여주고 있다. 제안한 시스템은 기존의 최적 전력 제어 방식을 사용하는 경우와 truncated inversion 전력 제어 방법을 사용하는 경우와 비교했을 때, 주어진 γ 의 변화에 대해서 일정한 송신 전력의 비를 유지함을 알 수 있다.

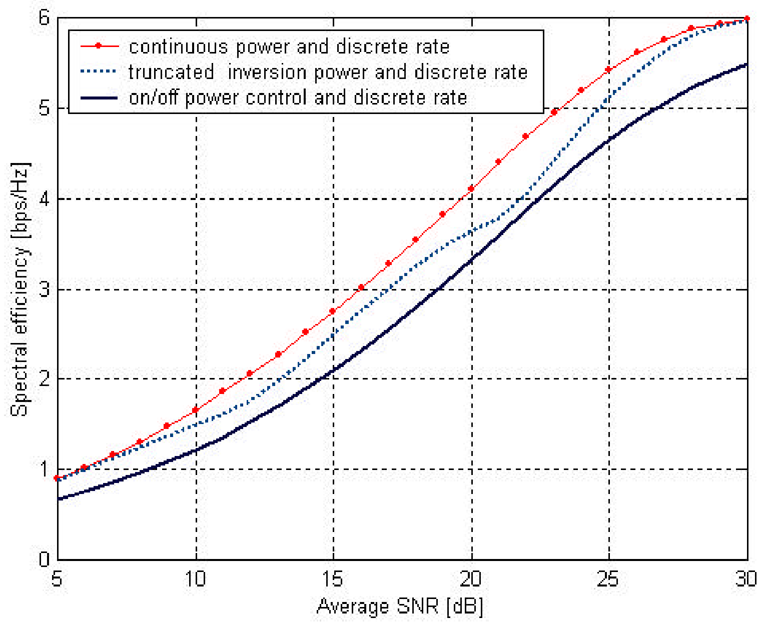

그림 3.5 **송신 안테나 다이버시티 적용시 각 전력 적응 방식별 주파수 효율 비교**

(**안테나 개수** L = 1 **인 경우**)

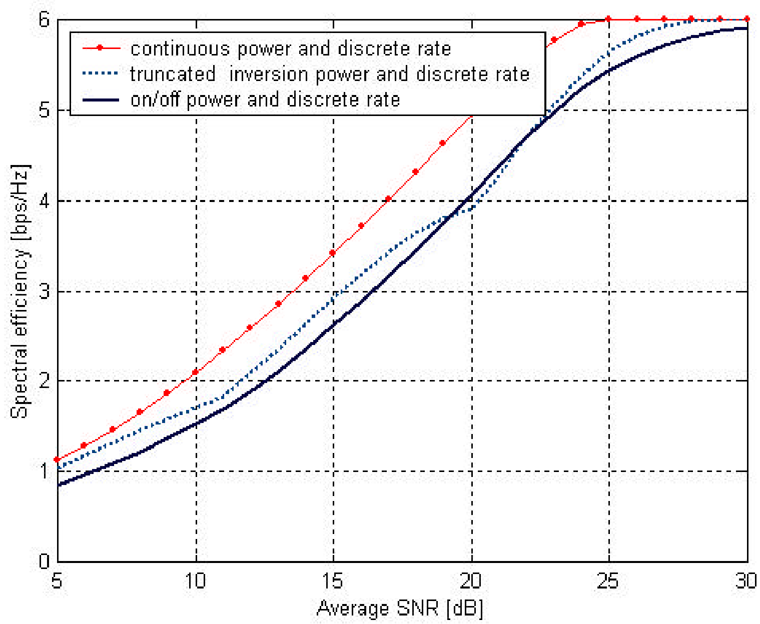

그림 3.6 **송신 안테나 다이버시티 적용시 각 전력 적응 방식별 주파수 효율 비교**
(**안테나 개수** L = 2 **인 경우**)

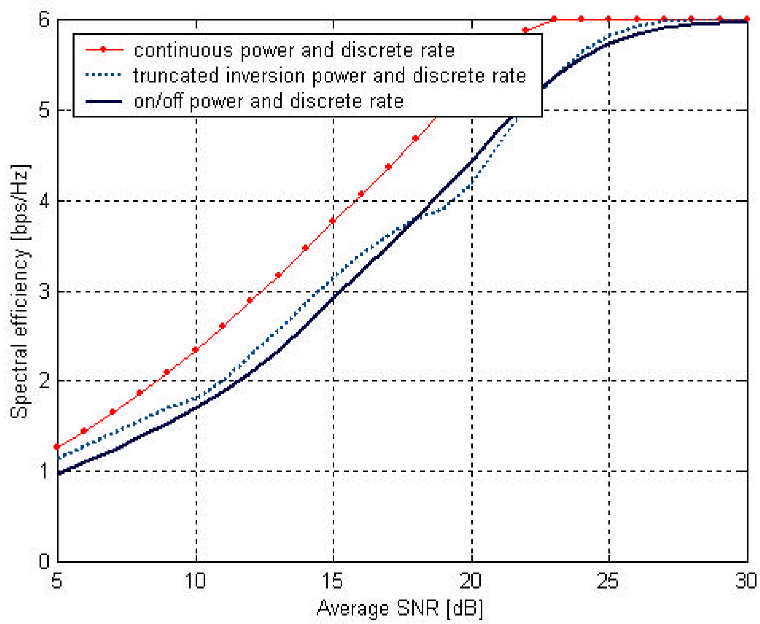

그림 3.7 **송신 안테나 다이버시티 적용시 각 전력 적응 방식별 주파수 효율 비교**

(**안테나 개수** L = 3 **인 경우**)

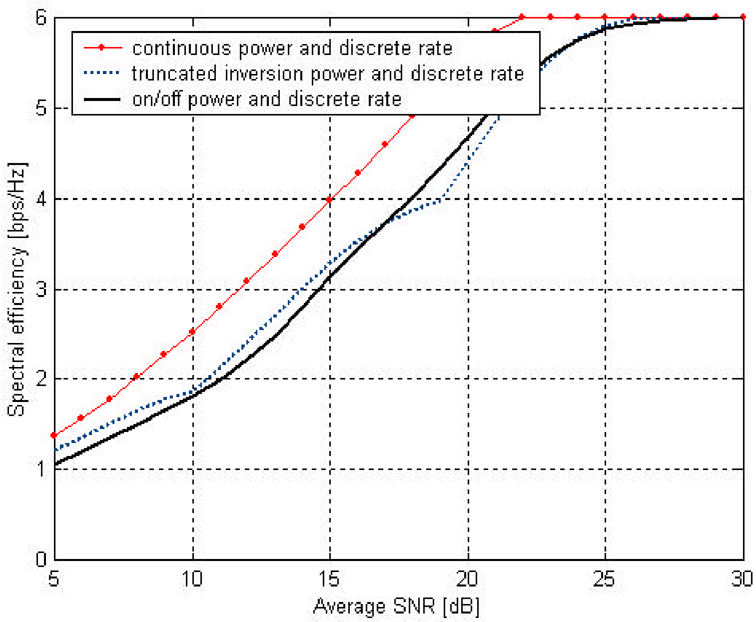

그림 3.8 **송신 안테나 다이버시티 적용시 각 전력 적응 방식별 주파수 효율 비교**
(**안테나 개수** L = 4 **인 경우**)

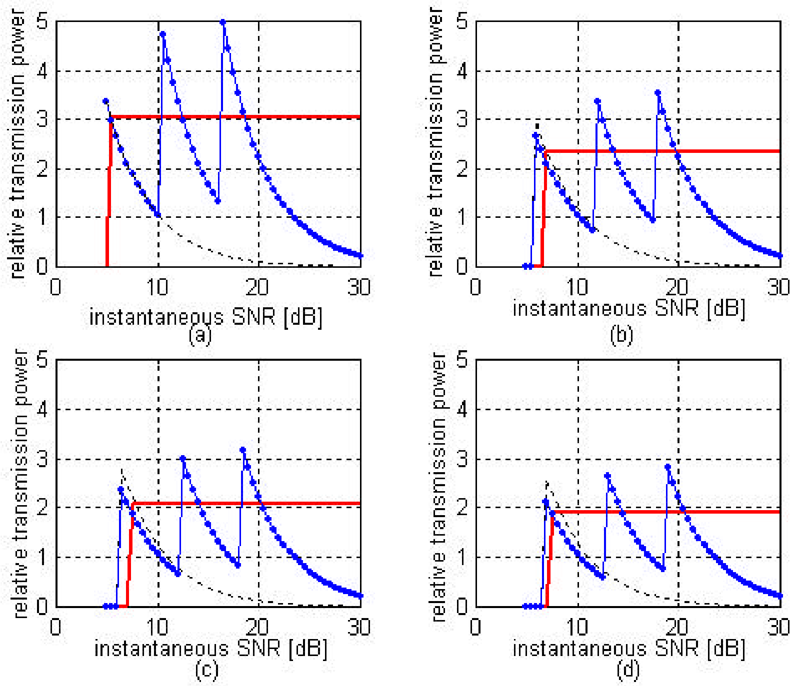

그림 3.9 **적응전송 송신 안테나 다이버시티 적용시, 순시** SNR **변화에 따른 상대적 전송전력 비** $S(\gamma)/\overline{S}$**의 변화량** (**평균**SNR=5dB)

: on-off power and discrete rate
: continuous power and discrete rate
: truncated inversion power and discrete rate

(a) : **안테나 수** L = 1
(b) : **안테나 수** L = 2
(c) : **안테나 수** L = 3
(d) : **안테나 수** L = 4

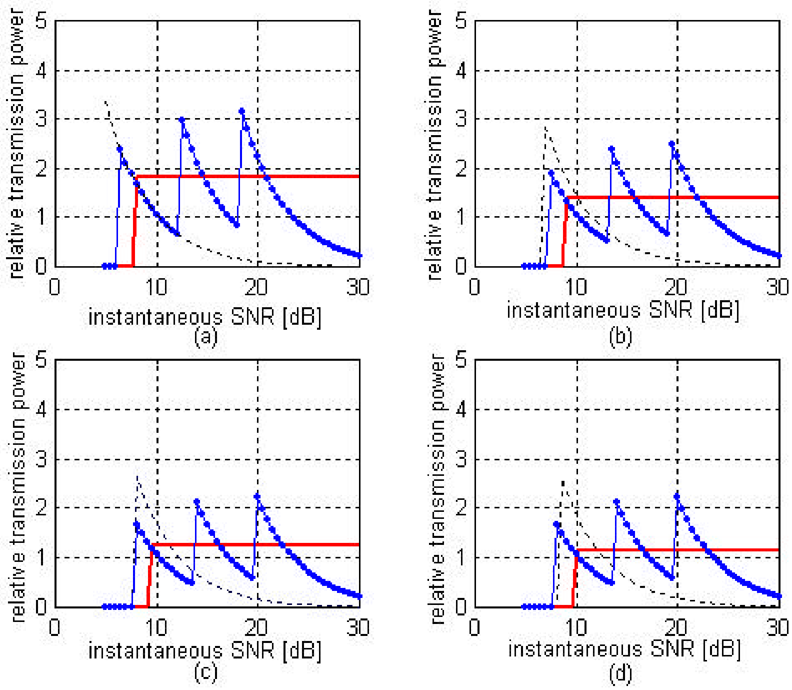

그림 3.10 **적응전송 송신 안테나 다이버시티 적용시**, **순시** SNR **변화에 따른 상대적 전송전력 비** $S(\gamma)/\overline{S}$**의 변화량** (**평균**SNR=10dB)

: on-off power and discrete rate
: continuous power and discrete rate
: truncated inversion power and discrete rate

(a) : **안테나 수** L = 1
(b) : **안테나 수** L = 2
(c) : **안테나 수** L = 3
(d) : **안테나 수** L = 4

V. 결론

본 논문은 적응 MQAM 방식을 사용하는 선택적 송신 다이버시티 시스템의 연구 결과를 확장하는 것으로, 전송 전력 제어 기술을 on/off 방식으로 변경했을 때 주파수 이용 효율 성능의 변화를 최적(optimal)의 송신 전력 제어 방식과 truncated inversion 송신 전력 제어라는 준최적(suboptimal) 방식의 경우와 비교하였다. 비교 결과 on/off 전력 제어를 사용하는 경우와 truncated inversion 을 사용하는 경우는 안테나 개수가 많아지면 주파수 이용 효율 면에서 차이가 매우 작게 되고, 송신 전력의 조절 범위 측면에서 보면 on/off 전력 제어 방식이 truncated inversion 방식보다 전송 전력 제어 부분에서 우수함을 알 수 있었다. 이는 송신 전력 증폭기의 선형성에 대한 요구 조건이 완화되는 것을 의미하기 때문에 중요한 장점이 된다.

참 고 문 헌

[1] **김준오**, **권종만**, **임창헌**, "**적응변조를 사용한 선택적 송신 다이버시티**" **대한전자공학회 하계 학술대회** 2001, 1**권** pp.65-68 2001**년** 6**월**.

[2] 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.

[3] 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.

[4] T. Sunaga and S. Sampei, "Performance of multi-level QAM with post-detection maximal ratio combining space diversity for digital landmobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 42, pp 294-301, Aug. 1993. Commun.,vol. 43, pp. 2223-2230, July 1995.

[5] W. T. Webb and R. Steele, "Variable Rate QAM of Mobile Radio," IEEE Trans. Commun.,vol. 43, pp. 2223-2230, July 1995.

[6] A. J. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," IEEE Trans. Inform. Theory, to be

published Nov. 1997.

[7] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-hill, Inc. 3rd edition.

[8] Theodore S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice. Prentice-hall Inc.: New Jersey. 1996.

[9] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity techniques for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

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

[11] M. K. Simon and M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, John Wiley & Sons, Inc., 2000.