

하향 링크 레일리 감쇄 채널에서의 채널 상태 정보 궤환 지연을 고려한 효율적인 적응 전송 기법

준회원 이 두 호*, 황 해 광*, 상 영 진*, 종신회원 김 광 순**^o

An Efficient Adaptive Modulation and Coding Scheme on Downlink Rayleigh Fading Channels Considering Channel-State-Information Feedback Delay

Duho Rhee*, Hae Gwang Hwang*, Young Jin Sang* *Associate Members*,
Kwang Soon Kim** *Lifelong Member*

요 약

하향 링크 이동통신 시스템에서, 채널 추정 시점과 실제 전송 시점 사이의 시간 지연으로 인해 채널 상태 정보의 정확도가 떨어지게 되고 이는 성능 열화로 이어진다. 이를 극복하고 전송률을 극대화하기 위해 채널 예측이 필수적이다. 본 논문에서는 채널 예측을 통한 적응 전송 기법을 제안하고 성능을 분석한다. 모의 실험을 통해 제안한 기법이 궤환 지연으로 인한 성능 열화를 극복하는데 효율적임을 보였다.

Key Words : Adaptive Modulation and Coding (AMC), Channel Prediction, CSI Feedback Delay, Power Allocation, Rayleigh Fading

ABSTRACT

In downlink of mobile communication systems, the feedback delay between channel estimation and actual transmission causes inaccuracy in channel-state-information (CSI) and this results in performance degradation. In order to overcome this phenomenon, channel prediction is inevitable. In this paper, an adaptive transmission scheme based on channel prediction is proposed and its performance is evaluated. From simulation results, it is shown that the performance degradation due to the feedback delay is successfully mitigated by using the proposed scheme.

I. 서 론

무선 이동통신 시스템에서 시간에 따라 변화하는 채널 감쇄 현상은, 채널 상태를 고려하지 않고 전송하는 기존의 변조 방식에서 성능의 열화를 가져온다. 따라서 채널 상태에 대한 정보를 송신단에 궤환

하고 이를 이용해서 적응적으로 전송을 하는 방법에 대한 연구가 많이 진행되었다^[1-4]. 그러나 추정된 채널 상태 정보는 송신단에 궤환되기까지의 시간 지연에 의해 실제 송신이 일어나는 시점의 채널 상태와는 맞지 않게 되고 이로 인해 성능의 열화를 가져온다. 따라서 이를 극복하기 위해 채널 예측을

※ 이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2004-003-D00227).

* 연세대학교 전기전자공학과 ({dhrhee, hwang819, yjmich}@dcl.yonsei.ac.kr)

** 연세대학교 전기전자공학과 (ks.kim@yonsei.ac.kr) (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2006-03-116, 접수일자 : 2006년 3월 10일, 최종논문접수일자 : 2006년 10월 20일

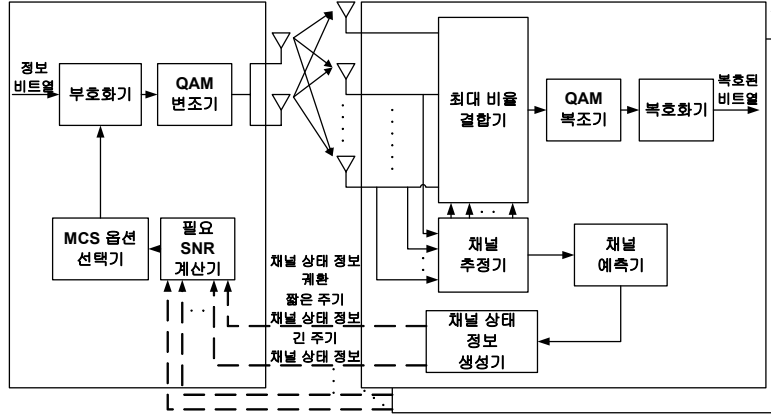


그림 1. 시스템 모형.

통한 적응 전송 기법에 대한 연구가 진행되었다^{5,6)}. S. Flahati 등은 단일 경로 레일리 감쇄 채널에서 단일 안테나 시스템을 위한 적응 전송 기법을 제안하였다⁵⁾. 이 연구에서는, 단말에서 채널을 예측해서 기지국에 제한하고, 기지국에서는 예측치가 주어졌을 때 실제 채널값의 조건부 확률 분포를 이용해서 평균적으로 목표 비트 오류를 만족하기 위한 송신 전력을 얻었다. 이를 통해 단순히 채널 보상을 하는 것보다 성능을 높일 수 있음을 보였다. G.E. Oien 등은 채널 예측을 이용해서 적응 전송을 하였을 때의 평균 비트 오류율, 예측치와 실제 채널 값 사이의 상관 계수를 이용해서 유도하였다⁶⁾.

본 논문에서는, 하향 링크 레일리 감쇄 채널에서 채널 예측을 이용한 적응 전송 기법을 제안한다. 이는 S. Flahati 등이 제안한 기법의 다중 안테나 및 다중 경로 감소 채널로의 확장으로써, 이 때의 조건부 확률 분포를 이용해서 평균 패킷 오류를 유도하였다. 또한 기존의 연구^{5,6)}에서는 단일 사용자 환경만을 고려한 것에 비하여, 본 연구에서는 채널 상태 정보를 짧은 주기와 긴 주기의 두 가지를 사용함으로써 각 사용자가 다른 종류의 채널 예측기를 사용하는 경우와 각 사용자가 다른 수의 수신 안테나를 사용하는 경우를 모두 수용할 수 있다.

II. 시스템 모형

본 논문에서 고려하는 시스템 구조는 그림 1과 같다. 단일 셀을 가정하고 따라서 하나의 기지국과 하나 이상의 단말이 존재한다고 가정한다. 채널은 안테나 개수나 경로 개수에 상관 없이 총 K 개의 채널이 존재하고 모두 완벽히 분리 가능하다고 가정

한다. 각 채널은 독립적이고 동등한 분포를 갖고 (i.i.d.:independent and identically distributed), 실수부와 허수부가 평균이 0이고 동일한 분산의 정규 분포를 갖는 레일리 감쇄를 겪는다. 단말에서 기지국으로 채널 상태 정보를 보내는 제한 채널에는 오류가 전혀 없다고 가정한다.

각 단말에서는 기지국에서 보낸 파일럿 신호를 이용해서 각 채널에 대해 채널 추정을 실시하고, 추정된 값을 채널 예측기로 보낸다. 채널 예측기는 추정된 채널 값을 미리 정해진 길이의 버퍼에 각 채널 별로 저장하고, 이 값들을 이용해서 미리 정해진 송신 지연 시간 후의 채널 값을 예측한다. 채널 상태 정보 생성기에서는 이 값을 이용해서 최대 비율 결합 (MRC:Maximal Ratio Combining) 후의 예측된 수신 신호 대 잡음비를 계산하고, 이를 짧은 주기 채널 상태 정보로 기지국에 보고한다. 여기서, 각 단말은 매 슬롯(또는 패킷)마다 짧은 주기 채널 상태 정보를 제한한다고 가정한다. 추후에 실제 송신이 일어나고 나면 실제 수신 신호 대 잡음비를 알 수 있으므로, 채널 상태 정보 생성기에서는 예측 수신 신호 대 잡음비의 오차의 분산을 계산해서 긴 주기 채널 상태 정보로 기지국에 보고한다. 또한 각 단말은 수신 안테나의 개수나 수신 신호의 경로 수 등의 수신기 상태에 관한 정보도 긴 주기 채널 정보로 기지국에 보고한다. 긴 주기 채널 상태 정보는 짧은 주기 채널 상태 정보에 비해서 훨씬 긴 주기를 가지고 보고한다.

III. 제안하는 적응 전송 기법

제안하는 기법에서 사용되는 채널 상태 정보를 단말에서 생성하는 방법을 먼저 알아보고, 기지국에

서 이를 이용하여 적응 전송을 하는 방법을 알아본다.

3.1 채널 상태 정보

채널 상태 정보는 앞서 설명하였듯이 짧은 주기와 긴 주기 채널 상태 정보로 구성된다. 짧은 주기 채널 상태 정보는, 빠르게 변화하는 레일리 감쇄 채널을 쫓을 수 있도록 짧은 주기를 가지고 보고하고, 채널 정보의 통계적 특성은 변화 속도가 느리므로, 긴 주기를 가지고 보고한다.

3.1.1 짧은 주기 채널 상태 정보

각 단말에서는 예측 수신 신호 대 잡음비를 짧은 주기 채널 상태 정보로 기지국에 보고한다. 채널 예측은 현재 및 과거의 채널 값을 가지고 이루어지고, 채널 추정은 완벽하다고 가정한다. 파일럿 심볼의 전력을 P_{pilot} 이라고 하면, k 번째 채널의 수신 파일럿 신호로부터 다음을 얻을 수 있다.

$$\alpha_k[n] = \sqrt{P_{pilot}} h_k[n] \quad (1)$$

여기서 $h_k[n]$ 은 n 번째 시간의 k 번째 채널의 이득이고, $\alpha_k[n]$ 은 송신전력을 고려한 n 번째 시간의 k 번째 채널 이득이다. 모든 채널에 대해서 각각 버퍼가 할당되어 있고 추정된 값이 저장된다. 여기서, 각 버퍼의 길이는 예측기의 차수를 의미하는 값, P 로 동일하다고 가정한다. 선형 예측기에서 예측된 값은 현재 및 과거의 채널 값의 선형 합으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\alpha}_k[n+D] = \sum_{p=0}^{P-1} a_k[p] \alpha_k[n-p] \quad (2)$$

여기서 D 는 예측기가 얼마 후의 채널을 예측하는지를 나타내는 예측 보폭이고, $a_k[p]$, $0 \leq p \leq P-1$ 는 예측기의 필터 계수이다. 최적의 선형 예측기는 위너(Wiener) 필터이고, 필터 계수는 직교성 원리에 의해 $\mathbf{a}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{r}_k$ 로 얻는다^[7]. 여기서 \mathbf{R}_k 는 α_k 의 자기 상관 행렬 (autocorrelation matrix), $\mathbf{a}_k = [a_k[0] \ a_k[1] \ \dots \ a_k[P-1]]^T$ 는 예측 필터 계수 벡터, $\mathbf{r}_k = [R_k[D] \ R_k[D+1] \ \dots \ R_k[D+P-1]]^T$ 는 자기 상관 벡터이고, $R_k[l] = E\{\alpha_k[n] \alpha_k^*[n+l]\}$ 이다. 앞으로 표현에 모호함이 없으면 시간 인덱스는 생략하도록 한다. 수신 신호는 최대 비율 결합을 하게 되므로, 예측 수신 신호 대 잡음비는 다음과 같다.

$$\tilde{\gamma} = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} |\hat{\alpha}_k|^2}{\sigma^2} \quad (3)$$

여기서, 잡음의 분산 σ^2 은 수신기 형태나 상태를 고려한 최종적인 잡음의 크기이며 완벽하게 추정된다고 가정한다. 그리고 이렇게 예측된 수신 신호 대 잡음비는 바이어스가 생기므로, 최종적으로 바이어스 없는 예측기는 다음과 같다.

$$\hat{\gamma} = \tilde{\gamma} + E\{\gamma - \tilde{\gamma}\} \quad (4)$$

3.1.2 긴 주기 채널 상태 정보

긴 주기 채널 정보는 다시 예측 수신 신호 대 잡음비의 오차의 분산 $\sigma_{\epsilon, \tilde{\gamma}}^2$ 과 채널 개수 K 의 두 가지로 구성된다. 예측 수신 신호 대 잡음비가 생성된 후에 시간이 흐른 후 실제 송신이 일어난 후에 실제 수신 신호 대 잡음비를 알 수 있으므로 오차의 분산을 다음과 같이 구한다.

$$\sigma_{\epsilon, \tilde{\gamma}}^2 = E\{|\hat{\gamma} - \gamma|^2\} \quad (5)$$

예측기의 차수에는 아무런 제한이 없으므로, 각 단말은 각기 다른 차수의 예측기를 가질 수 있으나 (예측 차수가 1 즉, 예측기가 없어도 무방함), 예측 보폭은 모두 같아야 한다.

3.2 적응 변조 및 부호화 기법

기지국은 각기 다른 변조 차수와 부호화율을 가지는 변조 및 부호화 방식 집합(MCS: Modulation and Coding Set)을 가지고 있다. 각 단말에서 보고 받은 채널 상태 정보를 가지고 각 단말이 각 변조 및 부호화 방식 (MCS 옵션) 별로 목표 패킷 오율을 만족하기 위한 필요 송신 전력을 계산한다. 그 후에 기존의 적응 전송 방법^[8] 등을 이용해서 사용자를 선택하고 MCS 옵션을 선택할 수 있다.

각 MCS 옵션의 패킷 오율 성능을 모의 실험을 통해 구할 수 있고, 이렇게 구한 패킷 오율 곡선을 수신 신호 대 잡음비 γ 에 대한 지수 함수로 근사화한다.

$$PER_i(\gamma) = \begin{cases} a_i \exp(-b_i \gamma) & \gamma \geq \gamma_{th,i} \\ 1 & \gamma \leq \gamma_{th,i} \end{cases} \quad (6)$$

여기서 $PER_i(\gamma)$ 는 수신 신호 대 잡음비가 γ 일 때의 i 번째 MCS 옵션의 근사화된 패킷 오율, a_i 와 b_i 는 근사화에 의해 구해진 i 번째 MCS 옵션에 해당하는 상수이고, $\gamma_{th,i}$ 는 i 번째 MCS 옵션의 패킷 오율이 1이 되는 수신 신호 대 잡음비의 임계치이다. 예측 수신 신호 대 잡음비가 주어졌을 때, 실제 수신 신

호 대 잡음비는 예측치 주변으로 분포되어 있다. 따라서 이 조건부 확률 분포를 구하면, i 번째 MCS 옵션의 평균적 패킷 오류율은 예측 수신 신호 대 잡음비와 송신 전력에 관한 함수로 나타난다.

$$PER_i(\hat{\gamma}, P_T) = E\{PER_i(\gamma)|\hat{\gamma}\} \quad (7)$$

$$= \int_0^\infty PER_i\left(\gamma \frac{P_T}{P_{\pi lot}}\right) f(\gamma|\hat{\gamma}) d\gamma$$

여기서 $f(\gamma|\hat{\gamma})$ 는 예측치 $\hat{\gamma}$ 이 주어졌을 때 실제 수신 신호 대 잡음비 γ 의 조건부 확률 분포이다. 각 채널 h_k 는 정규 분포를 따르므로, α_k 도 정규 분포를 따른다. 그리고 $\hat{\alpha}_k$ 는 위너 필터의 출력이므로 $\alpha_k = \hat{\gamma}_k + \epsilon_k$ 와 같이 나타낼 수 있고, 여기서 ϵ_k 는 평균이 0인 정규 확률 변수이다. 따라서 $\hat{\alpha}_k$ 이 주어졌을 때 α_k 의 조건부 확률 분포는 평균이 $\hat{\alpha}_k$ 이고 분산이 $\sigma_\epsilon^2 \equiv var\{\alpha_k|\hat{\alpha}_k\} = R_k[0] - \mathbf{a}_k^H \mathbf{r}_k$ 인 정규 확률 변수가 된다. 그러므로 최대 비율 결합 후의 수신 신호 대 잡음비는 비중심 카이 제곱 (non-central χ^2) 확률 변수이고, 이 때 조건부 확률 분포는 다음과 같다⁹⁾.

$$f(\gamma|\hat{\gamma}) = \frac{1}{\rho} \left(\frac{\gamma}{\hat{\gamma} - K\rho} \right)^{\frac{K-1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma + (\hat{\gamma} - K\rho)}{\rho}\right) \cdot I_{K-1}\left(\frac{2\sqrt{\gamma(\hat{\gamma} - K\rho)}}{\rho}\right) \quad (8)$$

로 나타나고, 여기서 $\rho = \sigma_\epsilon^2 / \sigma_w^2$, $I_{K-1}(\cdot)$ 는 차수가 $K-1$ 인 수정된 베셀 함수 (modified Bessel function) 이다. 수식 (8)을 수식 (7)에 대입하고 적분함으로써 i 번째 MCS 옵션에 대한 평균적 패킷 오류율을 송신 전력 P_T 와 채널 상태 정보 벡터 $\mathbf{c} = [c_L, c_S]$, $c_L = (\sigma_{\epsilon, \hat{\gamma}}, K)$, $c_S = \hat{\gamma}$ 의 함수로 나타낼 수 있다.

$$PER_i(P_T, \mathbf{c}) = \left[1 - Q_k\left(\sqrt{2\left(\frac{\hat{\gamma}}{\rho} - K\right)}, \sqrt{2\frac{\gamma_{th,i}}{K\rho}}\right) \right] + a_i \left(\frac{1}{1 + b_i \rho \Delta P_T} \right)^K \exp\left(-\frac{b_i \Delta P_T (\hat{\gamma} - K\rho)}{1 + b_i \rho \Delta P_T}\right) \cdot Q_k\left(\sqrt{2\frac{\hat{\gamma}/\rho \Delta P_T - K}{1 + b_i \rho \Delta P_T}}, \sqrt{2\frac{\gamma_{th,i}(1 + b_i \rho \Delta P_T)}{\rho}}\right) \quad (9)$$

여기서 $\Delta P_T = P_T / P_{\pi lot}$ 이고, $Q_k(\cdot)$ 은 일반화된 Q 함수이다⁹⁾. 여기서 $\rho = \sigma_\epsilon^2 / \sigma_w^2$ 는 채널 상태 정보를 이용해서 구할 수 있다.

$$\rho = \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_w^2} = \frac{\hat{\gamma} - \sqrt{\hat{\gamma}^2 - K\sigma_{\epsilon, \hat{\gamma}}^2}}{K} \quad (10)$$

채널 상태 정보와 목표 패킷 오류율을 이용해서 채널 상태 정보 벡터 \mathbf{c} 가 주어졌을 때의 i 번째 MCS 옵션의 필요 송신 전력을 수식 (9)의 역으로 구할 수 있다. $PER_i(P_T, \mathbf{c})$ 는 P_T 에 대한 단조 감소 함수이므로 간단한 이진 탐색이나 테이블 등을 이용할 수 있다.

IV. 모의 실험 결과

지금까지 안테나 개수와 수신 경로 수 등을 고려하지 않고 단순히 채널 개수가 K 라고 가정하였다. 이제 실제로 특정 환경에 제안한 기법이 적용되는 방법을 알아보고 모의 실험을 통해 성능을 분석해 본다. 모의 실험에서는 채널의 통계적 특성 자체는 시불변이라고 가정하였고, 따라서 긴 주기 채널 정보는 한번만 궤환하도록 하였다.

4.1 다중 안테나 시스템에의 적용

단일 경로 감쇄를 가정했을 때, 송신 안테나의 개수가 M 개이고, 수신 안테나의 개수가 N 개라면, 송신단과 수신단 사이에 총 MN 개의 채널이 존재하고, 따라서 $K=MN$ 이 된다. 송신 안테나 수는 기지국에서 고정되어 있는 값이고 단말에 따라 달라지는 값은 N 이므로, 긴 주기 채널 정보를 $c_L = (\sigma_{\epsilon, \hat{\gamma}}, N)$ 로 구성하여도 상관없다. 모든 채널에 대해서 평균 이득이 같다면 즉,

$$E\{|h_{i,j}|^2\} = E\{|h_{i',j'}|^2\}, \quad \forall 0 \leq i \leq M-1, \quad (11)$$

$$0 \leq j \leq N-1, \\ i \neq i', j \neq j'$$

라면 제안한 기법의 채널에 대한 가정과 일치하므로 제안한 적응 전송 기법을 적용할 수 있게 된다.

4.2 다중 경로 감쇄 채널에의 적용

송수신 안테나는 각각 1개씩이고, 다중 경로 감쇄를 겪는 환경에서 제안한 기법을 적용할 수 있다. 만약 각 경로의 평균 이득이 모두 같다면 즉, 총 L 개의 수신 경로가 존재하고

$$E\{|h_l|^2\} = E\{|h_{l'}|^2\}, \quad \forall 0 \leq l \leq L-1, \quad (12)$$

$$l \neq l'$$

라면 제안한 기법의 채널에 대한 가정과 일치하고, 이 때 긴 주기 채널 정보는 $c_L = (\sigma_{\epsilon, \hat{\gamma}}, K) = (\sigma_{\epsilon, \hat{\gamma}}, L)$ 이 되어서 제안한 적응 전송 기법을 적용할 수 있다. 그러나 일반적으로는 각 경로의 이득이 각각 다

표 1. 모의 실험에 사용된 MCS

번호	변조 방식	부호화율	전송률(kbps)
0	No Tx.	No Tx.	No Tx.
1	QPSK	0.19	384
2	QPSK	0.36	768
3	QPSK	0.70	1536
4	16QAM	0.52	2304
5	16QAM	0.70	3072
6	16QAM	0.87	3840
7	64QAM	0.69	4224
8	64QAM	0.81	4992

르므로 조건부 확률 분포를 이에 맞게 구해서 적용해야 한다. 예측 수신 신호 대 잡음비는 수식 (3)에서처럼 각각 다른 분산을 갖는 복소 정규 확률 변수의 제곱을 더한 꼴이므로 모멘트 생성 함수(MGF: Moment Generating Function)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Phi(s) = \prod_{l=0}^{L-1} \frac{\exp(-s|\hat{\alpha}_l|^2 / (1 + 2s\sigma_{e,l}^2))}{1 + 2s\sigma_{e,l}^2} \quad (13)$$

이제 이를 역 라플라스 변환하면 정확한 조건부 확률을 구할 수 있다. 그러나 이는 식이 매우 복잡해지고, 뒤에서 볼 수 있듯이 제안한 기법을 그대로 적용하여도 성능에 큰 열화가 없으므로 굳이 이를 이용할 필요가 없다. 또한 이는 다중 안테나 시스템에서 각 채널의 이득이 다른 상황에서도 동일하게 적용된다.

4.3 패킷 오율 성능

모의 실험에서 사용된 MCS는 표 1과 같다. 우선 각 MCS 옵션의 패킷 오율 곡선을 지수 함수로 근사화한 결과는 그림 2와 같다. 먼저 각 MCS 옵션에 대해서 모의 실험을 통해 백색 정규 잡음(AWGN) 채널에서의 성능 곡선을 얻고 (점선), 이를 지수 함수로 근사화한 후 그래프로 나타내었다 (실선). 그림에서 볼 수 있듯이 근사화한 결과가 실제 성능 곡선과 차이가 거의 없음을 알 수 있다.

그림 3은 제안한 기법이 목표 패킷 오율을 잘 만족하는지를 나타낸 그래프이다. 패킷 오율 성능을 알아보기 위한 모의 실험 방법은 다음과 같다. 먼저 하나의 MCS 옵션을 선택한다. 가로축 값인 수신 신호 대 잡음비 값을 변화시키면서, 앞서 구한 AWGN 채널에서의 성능 곡선 상에서 해당 수신 신호 대

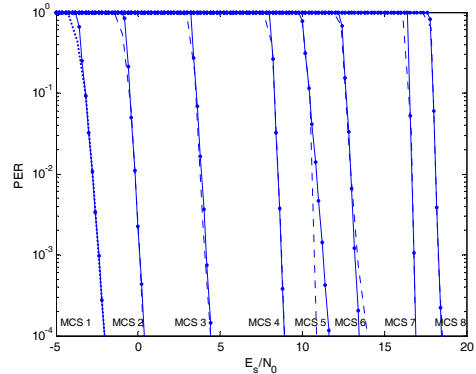


그림 2. 패킷 오율 근사화 결과

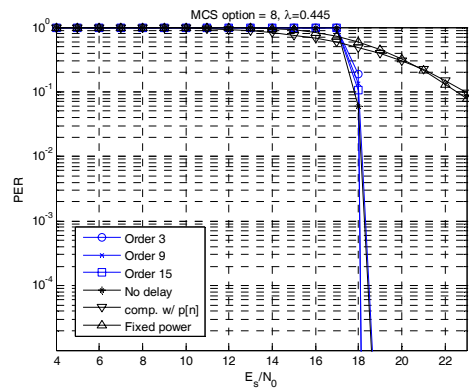


그림 3. 패킷 오율 성능 - 채널 이득 모두 같을 때

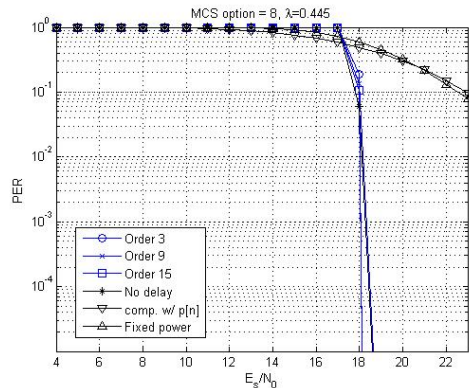


그림 4. 패킷 오율 성능 - 각 채널 이득이 다를 때

잡음비에서의 패킷 오율을 목표 패킷 오율로 정한다. 그리고 제안한 기법을 이용해 필요한 송신 전력을 구하고, 이 때의 패킷 오율을 구하는 것을 여러 번 반복해서 평균함으로써 목표 패킷 오율을 얻을 수 있는지를 확인한다. 그림 3은 $K=6$ 이고 각 채널의 평균 이득이 모두 같을 때, 8번째 MCS 옵션의 $\lambda=0.445$ 일 때의 패킷 오율 성능이고, 여기서 λ 는

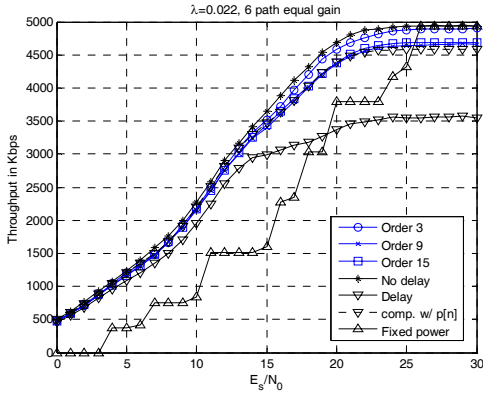


그림 5. 전송률 성능 - $\lambda=0.022$.

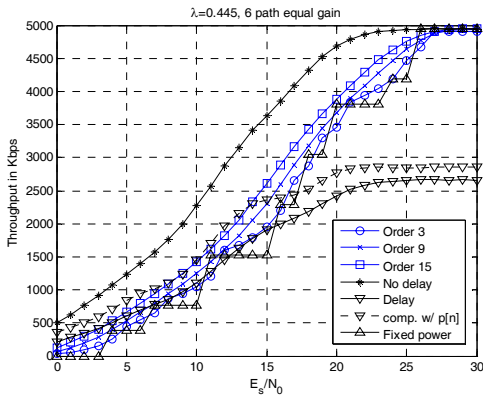


그림 6. 전송률 성능 - $\lambda=0.445$.

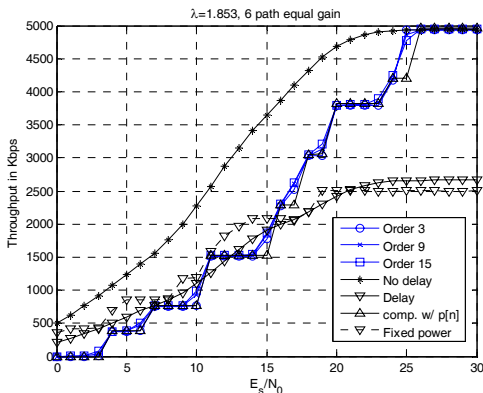


그림 7. 전송률 성능 - $\lambda=1.853$

최대 도플러 주파수에, 예측 보폭에 해당하는 실제 시간 간격을 곱해준 값으로써 단말의 이동성에 비례한다. 그림에서 'No delay'가 AWGN 채널에서의 성능 곡선이고, 'Order 3'부터 'Order 15'는 예측기 차수에 따른 제안한 기법의 패킷 오류 성능이다. 제

안한 기법의 목표 패킷 오류를 거의 완벽하게 달성할 수 있음을 알 수 있다. 또한 'comp. w/ p[n]'은 예측치를 실제 채널 값으로 가정하고 단순히 전력 보상만을 하였을 때의 성능이고, 'Fixed power'는 고정 전력으로 송신하였을 때의 성능이다. 이 두 가지는 성능이 매우 나쁜 것을 확인할 수 있다. 그림 4는 채널에 대한 가정이 실제 채널과 맞지 않을 때의 패킷 오류 성능으로써, ITU-R vehicular A 지연 프로파일을 적용한 것이다. 채널이 가정에는 맞지 않지만 성능 열화가 거의 없음을 알 수 있다.

4.4 전송률 성능

그림 5-7은 $K=6$ (이득이 모두 같은 6개의 다중 경로 채널)이고 각 채널의 평균 이득이 모두 같고, λ 가 각각 0.022, 0.445, 1.853일 때의 전송률 성능이다. 'No delay'는 궤환 지연이 없을 때 즉, 예측이 완벽할 때의 성능이고, 'Fixed power'는 각 MCS 옵션마다 미리 구해 높은 고정된 전력으로 적응 전송을 할 때의 성능이다^[10]. 'Order 3'부터 'Order 15'는 예측기 차수에 따른 성능으로써, 이동성이 낮을 때는 궤환 지연이 없을 때의 성능에 매우 근접하나, 이동성이 높아질수록 고정 전력으로 적응 전송을 할 때의 성능에 근접하는 것을 알 수 있다. 또한 예측기 차수가 높을수록 성능이 좋아지는 것을 알 수 있다. 따라서, 실용적인 속도 영역 내에서 매우 좋은 성능을 보임을 알 수 있고, 이동 속도가 매우 높아져도 최소한의 성능을 보장함을 알 수 있다. 'Delay'는 채널 예측 없이 과거에 추정된 채널 값으로 전력 보상을 했을 때의 성능으로써^[8], 매우 성능이 나쁨을 확인할 수 있다. 'comp w/ p[n]'은 단말에서 예측한 채널값을 가지고 단순히 채널 보상만을 했을 때의 성능^[11]으로써, 이동성이 낮을 때는 어느 정도의 성능을 보여주나, 속도가 높아져서 예측 오차가 조금만 커져도 성능이 바로 저하되어서 단순히 추정된 채널 값으로 보상한 것과 성능이 거의 같아지는 것을 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는, 하향 링크 레일리 감쇄 채널에서 채널 상태 정보 궤환 지연을 고려한 적응 전송 기법을 제안하고 성능을 분석하였다. 제안한 기법은 단말에서 미래의 채널을 예측해서 기지국에 보고하고 기지국에서는 예측치의 통계적 특성을 고려하여 전력을 할당하고 적응 전송을 수행한다. 모의 실험

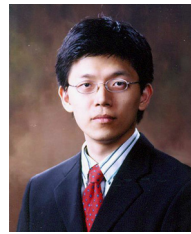
을 통해 제안한 기법이 케환 지연으로 인한 성능 열화를 극복하는데 효과적임을 알 수 있었다. 제안한 기법을 직교 주파수 분할 다중 접속 방식 (OFDMA) 환경으로 확장시키는 것이 의미가 있을 것이고 현재 진행 중이다.

참 고 문 헌

- [1] J.F. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-16, pp. 29-34, Feb. 1968.
- [2] B. Vucetic, "An adaptive coding scheme for time-varying channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 653-663, May 1991.
- [3] A.J. Goldsmith and P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, pp. 1986-1992, Nov. 1997.
- [4] A.J. Goldsmith and S. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [5] S. Flahati, A. Svensson, T. Ekman, and M. Sternad, "Adaptive modulation systems for predicted wireless channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 307-316, Feb. 2004.
- [6] G.E. Øien, H. Holm, and K.J. Hole, "Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in Rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 53, pp. 758-769, May. 2004.
- [7] C.W. Therrien, *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ, 1992.
- [8] K.S. Kim, "Adaptive modulation and power allocation technique for LDPC-coded MIMO-OFDMA cellular systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, pp.4410-4412, Jan. 2006.
- [9] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, NY, pp. 41-44, 2001.
- [10] J.M. Torrance and L. Hanzo, "Optimization of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading," *Electr. Lett.*, vol. 32, pp. 1167-1169, Jun. 1996.
- [11] A. Duel-Hallen, S. Hu, and H. Hallen, "Long-range prediction of fading signals: Enabling adapting transmission for mobile radio channels," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 17, pp. 62-75, May 2000.

이 두 호 (Duho Rhee)

준회원



2004년 8월 연세대학교 기계전
자공학부 (공학사)
2006년 8월 연세대학교 전기전
자공학과 (공학석사)
2006년 9월~현재 연세대학교 전
기전자공학과 박사과정
<관심분야> 이동통신, 적응 변조

및 부호화

황 해 광 (Hae Gwang Hwang)

준회원



2005년 2월 연세대학교 전기전
자공학부 (공학사)
2005년 3월~현재 연세대학교 전
기전자공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, 반복 수신기

상 영 진 (Young Jin Sang)

준회원



2005년 8월 연세대학교 기계전
자공학부 (공학사)
2005년 9월~현재 연세대학교 전
기전자공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, Multi-hop
relay

김 광 순 (Kwang Soon Kim)

중신회원



1994년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 (공학사)
1996년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 (공학석사)
1999년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 (공학박사)
1999년 3월~2000년 3월 Dept.

ECE, UC San Diego, 박사후연구원

2000년 4월~2004년 2월 한국전자통신연구원 선임연
구원

2004년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 조교수

2006년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원

한국통신학회, 대한전자공학회 중신회원, IEEE 준석학
회원

<관심분야> 이동통신, 변복조 방식, 다중안테나 시스
템, 채널부호, 계층간 최적화