

# 절단 전력 제어를 사용하는 하이브리드 ARQ 시스템에서의 적응 부호율 제어 기법

양우석, 김수영  
한국전자통신연구원 위성통신응용연구부  
대전광역시 유성구 가정동 161번지

## Adaptive Rate Control Scheme in Hybrid ARQ System with Truncated Power Control

Woo-Seok Yang and Sooyoung Kim Shin  
E.T.R.I.  
E-mail: wsyang@etri.re.kr

### 요약

본 논문에서는 절단 전력 제어를 사용하는 위성 통신 시스템에서 부호율을 채널 상황에 따라 적응시켜 최대의 전송 효율을 얻는 하이브리드 ARQ 타입1 부호율 제어 기법을 제안한다. 제안된 기법의 성능을 분석하기 위하여 먼저 하이브리드 ARQ 타입 1 시스템에서 부호율을 채널 상황에 따라 적응적으로 제어했을 때의 전송 효율과 패킷 오류율을 유도한다. 또한, 유도된 패킷 오류율식으로부터 절단 전력 제어에서 필요한 목적 수신 SNR값을 사용되는 각 부호율에 대해 구하고, 전송 효율을 최대화하는 최적의 부호율 제어 변수를 효율적으로 구할 수 있는 방식을 제안한다. 전송효율 측면에서 분석한 결과 제안된 방법이 기존의 방식에 비하여 우수한 성능을 보여줄 수 있음을 확인하였다.

### 1. 서론

최근 무선 멀티미디어, 무선 인터넷 서비스 등의 수요가 증가하고 있고, 이러한 서비스들을 넓은 영역에 걸쳐 지원하기 위한 방법으로 이동위성 통신시스템을 이용한 전송기법이 기대되고 있다. 그러나, 이동위성 통신시스템에서 신뢰할 수 있는 통신을 하기 위해서는 페이딩과 사도잉에 강한 전송기법이 필요하다. 이러한 전송기법으로 전력 제어, 부호화, 다이버시티 기법 등 많은 방법이 있다.

전력제어에 있어서 지상시스템의 경우 일반적으로 개루프 제어와 페루프 제어 방법을 같이 사용한다. 페이딩의 경우 상향 링크와 하향 링크는 일반적으로 주파수가 다르기 때문에 각각 다른 채널 특성을 갖는 반면, 사도잉의 경우 일반적으로 상하향 링크 모두 같은 특성을 가진다. 따라서 큰 폭으로 변화하는 사도잉의 효과에 대해서는 일반적으로 개루프 전력 제어를 통하여 보상하고 이보다 좀더 빠르게 변하지만 변하는 폭이 작은 페이딩에 대해서는 페루프 전력 제어를 통하여 보상한다. 그러나 위성 시스템의 경우 라운드 트립 지연이 너무 커서 피드백 채널을 통한 전력

제어인 페루프 전력 제어는 현실상 어렵다[1].

부호화 기법은 부호 이득으로 페이딩과 사도잉의 QoS 에 미치는 영향을 완화시키는 역할을 한다. 고정된 부호화 기법은 최악의 채널 상황에 맞는 마진을 두어야 하기 때문에 채널이 변하는 상황에서는 비효율적이다. 반면에 적응 부호화 기법은 채널 상황에 따라 부호율을 적응적으로 조절하는 방법이다. 이 적응 부호화 기법은 부호율 호환 부호(Rate Compatible Code)[2]와 하이브리드 ARQ 기법[3] 등이 있는데 특히, 고속 데이터 서비스를 오류 없이 전송하기 위한 방법으로 하이브리드 ARQ 가 많이 채택되고 있다[4]. 그리고, 이러한 하이브리드 ARQ 기법 중에서 초기 부호율을 채널에 적응하여 보낼 경우 재전송 확률이 줄어들어 좀더 효율적인 전송을 할 수 있다[5].

본 논문에서는 사도잉과 페이딩이 심한 위성 통신 채널에서 신뢰성과 높은 전송효율을 얻는 방법으로 전력 제어 및 하이브리드 ARQ 방식과 결합된 채널 적응형 부호율 제어 방식을 제안한다. 본 시스템은 사도잉의 영향을 개루프 제어의 일종인 절단 전력 제어(Truncated Power Control)[6]로 보상하고 페이딩을 하이브리드 ARQ[3]로서 보상하여 신뢰할 수 있는 통신을 할 수 있으며, 제안한 최적의 채널 적응형 부호율 제어 기법을 적용하여 전송효율을 최대화시킬 수 있다.

2 장에서는 제안하는 시스템의 모델에 대하여 설명하고 3 장에서는 이 시스템에서의 효율과 패킷 오류율과 근사식을 유도한다. 4 장에서는 최적의 부호율 제어 변수를 유도하고 5 장에서는 성능을 이론적으로 구해 분석하며, 6 장에서는 결론을 내린다.

### 2. 시스템 모델

그림 1 과 같이 제안하는 시스템은 송신단이 수신 채널 상태  $\gamma$  에 따라 송신전력과 하이브리드 ARQ 타입 1 의 부호율을 제어한다. 이 시스템에서 전력 제어 기법으로 [6]에서 제안한 절단 제어 기법을 사용하여 사도잉의 효과에 대해 보상한다. 절단 전력 제어 기법은 채널이 열악할 때 보내지 않고 그렇지 않는 경

우 송신전력을 채널 상황에 맞게 제어하여 수신 신호 대 잡음비를 일정하게 만드는 기법으로, 요구된 QoS를 만족시키면서 전력 효율적인 기법이다. 그리고 하이브리드 ARQ 기법은 이 전력 제어로 보상 못한 페이딩의 효과를 보상하여 신뢰할 수 있는 통신을 하게 한다. 이 하이브리드 ARQ 타입 1 시스템에서는 부호율을 하나가 아닌 여러 부호율을 사용하며 채널 상황에 적응적으로 선택된다.

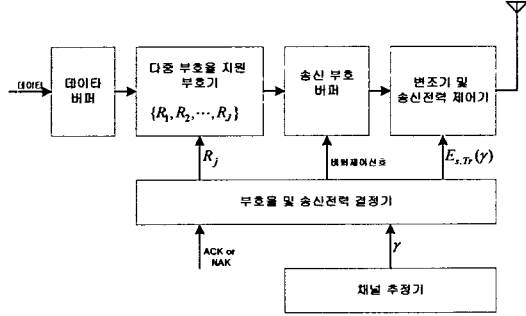


그림 1. 송신단 구조

적응 대상인 채널 상황  $\gamma$ 는 평균 송신 심볼 에너지  $\overline{E_{s,Tr}} = E[E_{s,Tr}(\gamma)]$ 를 사용하여 전송했을 때 수신 심볼의  $E_s/N_0$ 로서  $\gamma = \frac{G\overline{E_{s,Tr}}}{N_0}$ 이다. 여기서  $G$ 는 채널 이득 전력,  $N_0$ 는 단방향 잡음 전력 밀도이다.  $G$ 가 샤크도잉에 의해서만 영향을 받는다고 가정하면  $G$ 는  $u_G = E[\ln G]$ ,  $\sigma_G^2 = \text{Var}[\ln G]$ 의 로그 노멀(log normal)분포를 갖는다. 그리고,  $\gamma$ 의 확률분포 함수  $\pi(\gamma)$ 는  $\gamma = G\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 와 요소 변환(elementary conversion)을 이용하여 식(1)과 같이 얻어진다[7].

$$\pi(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\gamma\gamma} \exp\left(-\frac{(\ln\gamma - u_\gamma)^2}{2\sigma_\gamma^2}\right), \gamma > 0 \quad (1)$$

, where  $u_\gamma = u_G + \ln(\overline{E_{s,Tr}}/N_0)$ ,  $\sigma_\gamma^2 = \sigma_G^2$

본 시스템에서 사용되는 부호율을 각각  $R_1, R_2, \dots, R_J$  ( $R_1 < R_2 < \dots < R_J$ )이며, 이 부호율에 대해 절단 전력 제어 기법에 따라 유지 되는 목표 수신 심볼  $E_s/N_0$ 를  $SNR_{r,1}, SNR_{r,2}, \dots, SNR_{r,J}$ 라고 하자. 이 목적 수신 신호 대 잡음비 값들은 일반적으로  $SNR_{r,1} < SNR_{r,2}, \dots < SNR_{r,J}$ 을 만족시킨다.

절단 전력 제어 기법은 목적 수신 신호 대 잡음비가  $SNR_{r,j}$  일 때 심볼의 송신 에너지를

$\frac{SNR_{r,j}}{\gamma} \overline{E_{s,Tr}}$ 로 보내어 수신 신호대 잡음비를  $SNR_{r,j}$

가 되게 유지하는 기법이다.

부호율 적응 방법으로 채널이 열악할 때 낮은 부호율의 부호로 전송하고, 채널이 좋을 때 높은 부호율의 부호로 전송한다. 정확한 부호율은 채널 적응 부호율 결정 파라미터  $\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J$  ( $\gamma'_1 < \gamma'_2 < \dots < \gamma'_J$ )와 채널 상황  $\gamma$  값에 의해 결정된다.

즉, 송신단은 예측된 채널 상황  $\gamma$ 가  $\gamma'_j < \gamma < \gamma'_{j+1}$  일 때  $R_j$ 의 부호율과  $\frac{SNR_{r,j}}{\gamma} \overline{E_{s,Tr}}$ 의 송신전력을 사용하여 현 패킷을 전송한다. 여기서  $T_s$ 는 심볼 지속 시간이다.

### 3. 전송 효율 및 패킷 오율

#### 3.1 전송 효율 및 패킷 오율

2 절에서 설명한 시스템에서 전송을 시도하는 최대 횟수가 1 이라고 가정하면 전송 효율은 식 (2)과 같다.

$$\begin{aligned} \eta^{(1)} &= \sum_{j=1}^J R_j P(\Gamma_j^{(1)}) \\ &= R_1 \int_{\gamma'_1}^{\gamma'_2} \pi(\gamma^{(1)}) d\gamma^{(1)} + R_2 \int_{\gamma'_2}^{\gamma'_3} \pi(\gamma^{(1)}) d\gamma^{(1)} \quad (2) \\ &\quad + \dots + R_J \int_{\gamma'_J}^{\infty} \pi(\gamma^{(1)}) d\gamma^{(1)} \end{aligned}$$

여기서 각 변수의 윗 첨자 (1)은 1 번째 전송을 나타낸 표기이며,  $\gamma^{(1)}$ 은 1 번째 패킷이 전송을 시도할 때의 예상되는 채널 수신 심볼 SNR 이다. 그리고,  $\Gamma_j^{(1)}$ 는  $\gamma'_j \leq \gamma^{(1)} < \gamma'_{j+1}$ 의 사건을 의미하며  $\pi(\gamma)$ 는  $\gamma$ 의 확률밀도함수이다.

전송을 시도하는 최대 횟수가  $L$  일때 전송 효율 식(2)은 식(3)과 같이 바뀐다.

$$\begin{aligned} \eta^{(L)} &= \sum_{i_1=0}^J [\xi_{i_1}^{(1)} P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, A_{i_1}^{(1)})] \\ &\quad + \sum_{i_2=0}^J \sum_{i_1=0}^J [\xi_{i_1, i_2}^{(2)} P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \Gamma_{i_2}^{(2)}, F_{i_1}^{(1)}, S_{i_2}^{(2)})] \\ &\quad + \dots + \sum_{i_L=0}^J \sum_{i_{L-1}=0}^J \dots \sum_{i_1=0}^J [\xi_{i_1, i_2, \dots, i_L}^{(L)} P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \Gamma_{i_L}^{(L)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{L-1}}^{(L-1)}, S_{i_L}^{(L)})] \\ &\quad + \sum_{i_L=0}^J \sum_{i_{L-1}=0}^J \dots \sum_{i_1=0}^J [\xi_{i_1, i_2, \dots, i_L}^{(L)} P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \Gamma_{i_L}^{(L)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{L-1}}^{(L-1)}, F_{i_L}^{(L)})] \quad (3) \end{aligned}$$

여기서  $\Gamma_j^l$ 은  $\gamma'_j \leq \gamma^l < \gamma'_{j+1}$ 의 사건이며  $\xi_{i_1 i_2 \dots i_l}^{(l)}$ 는  $R_{i_1}, R_{i_2}, \dots, R_{i_l}$ 의 순서로 전송할 때의 부호율로서 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \xi_{i_1 i_2 \dots i_l}^{(l)} &= \begin{cases} 0 & , \text{if } i_1 = i_2 = \dots = i_l = 0 \\ 1 / \sum_{k=1}^l \delta_{i_k} & , \text{else} \end{cases} \quad (4) \\ \text{where } \delta_{i_k} &= \begin{cases} 0 & , \text{if } i_k = 0 \\ 1 / R_{i_k} & , \text{else} \end{cases} \end{aligned}$$

$(F_i^{(1)}, \dots, F_{i-1}^{(l-1)}, F_i^{(l)})$ 는  $l$  번째 전송 시도를 해서 전송 실패하는 사건이다. 여기서 전송 실패란 복호했을 때 에러가 검출되는 경우이다. 패킷 결합 기법을 사용하는 경우  $(F_3^{(1)}, F_1^{(2)})$ 에 대해 예를 들어 설명하면, 첫번째 전송때  $R_3$ 의 부호율을 사용하고 에러가 검출되어 재전송 요구되었을 때  $R_1$ 의 부호율로 전송해서 이 패킷만으로 복호해서 실패할 경우에 받은 두 패킷을 결합하여 복호해도 실패하는 경우이다. 그리고  $(F_i^{(1)}, \dots, F_{i-1}^{(l-1)}, S_i^{(l)})$ 는  $l$  번째 전송 때야 비로소 패킷이 받아들여지는 사건이다.

그리고 패킷 오류  $P(\text{error} | \text{transmission})$ 은 오류 감지 부호가 모든 오류를 감지할 수 있다고 가정으로 식(5), (6)으로부터 구할 수 있다.

$$P(\text{transmission}) = \sum_{i_1=0}^J P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, S_{i_1}^{(1)}) + \dots + \sum_{i_L=0}^J \sum_{i_{L-1}=0}^J \dots \sum_{i_1=0}^J \left[ P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \Gamma_{i_L}^{(L)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{L-1}}^{(L-1)}, S_{i_2}^{(L)}) + P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \Gamma_{i_L}^{(L)}, F_{i_0}^{(1)}, \dots, F_{i_{L-1}}^{(L-1)}, F_{i_L}^{(L)}) \right] - P(\Gamma_0^{(1)}, \dots, \Gamma_0^{(L-1)}, \Gamma_0^{(L)}, F_0^{(1)}, \dots, F_0^{(L-1)}, F_0^{(L)}) \quad (5)$$

$$P(\text{transmission}^{\wedge} \text{error}) = \sum_{i_L=0}^J \sum_{i_{L-1}=0}^J \dots \sum_{i_1=0}^J P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{L-1}}^{(L-1)}, \Gamma_{i_L}^{(L)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{L-1}}^{(L-1)}, F_{i_L}^{(L)}) - P(\Gamma_0^{(1)}, \dots, \Gamma_0^{(L-1)}, \Gamma_0^{(L)}, F_0^{(1)}, \dots, F_0^{(L-1)}, F_0^{(L)}) \quad (6)$$

### 3.2 근사화된 전송효율 및 패킷오율

본 절에서는 패킷 결합 기법을 사용하지 않는 일반적인 하이브리드 ARQ 타입 1 시스템에서 채널이 천천히 변하고 전송 시도 횟수  $L$ 이 크지 않는 경우에 대해 전송 효율, 패킷오율, 평균 송신 심볼 에너지에 대해 구한다.

3.1 절의 식(3), (4), (5), (6)에서 사용되는 확률  $P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{l-1}}^{(l-1)}, S_{i_l}^{(l)})$ 은 식(7)과 같이 전개할 수 있다.

$$P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)}, F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{l-1}}^{(l-1)}, S_{i_l}^{(l)}) = P(F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{l-1}}^{(l-1)}, S_{i_l}^{(l)} | \Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)}) \cdot P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)}) \quad (7)$$

여기서 채널이 아주 천천히 변하고 전송 시도 최대 횟수  $L$ 이 크지 않을 경우  $\gamma^{(1)} = \gamma^{(2)} = \dots = \gamma^{(L)}$ 이 되며, 이 경우  $i_1 = i_2 = \dots = i_L$ 가 되고

$P(\Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)})$ 는  $P(\Gamma_{i_1}^{(1)})$ 로 근사화 할 수 있으며,  $P(F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{l-1}}^{(l-1)}, S_{i_l}^{(l)} | \Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)})$ 는 식(8)과 같이 근사화할 수 있다.

$$P(F_{i_1}^{(1)}, \dots, F_{i_{l-1}}^{(l-1)}, S_{i_l}^{(l)} | \Gamma_{i_1}^{(1)}, \dots, \Gamma_{i_{l-1}}^{(l-1)}, \Gamma_{i_l}^{(l)}) = (P_{e,i_1})^{L-1} (1 - P_{e,i_1}) \quad (8)$$

여기서  $P_{e,i_1}$ 은  $R_{i_1}$ 의 부호율로 전송했을 때 에러가 검출되는 확률이다. 같은 방법으로 전송 효율, 패킷 오율도 식(9), (10)과 같이 간략화 할 수 있다.

$$\eta^{(L)} = \sum_{j=1}^J \eta_j^{(L)} P(\Gamma_j^{(1)}) \quad \text{where } \eta_j^{(L)} = \left( \sum_{l=1}^L \frac{R_j}{l} (P_{e,j})^{l-1} (1 - P_{e,j}) \right) + \frac{R_j}{L} (P_{e,j})^l \quad (9)$$

$$PER = \frac{\sum_{i=1}^J (P_{e,j})^L P(\Gamma_j^{(1)})}{\sum_{i=1}^J P(\Gamma_j^{(1)}) \left[ \left( \sum_{i=1}^J (P_{e,j})^{l-1} (1 - P_{e,j}) \right) + (P_{e,j})^L \right]} \quad (10)$$

식(10)에서  $P_{e,j} \ll 1$ 일 경우 분모는  $\sum_{i=1}^J P(\Gamma_j^{(1)})$ 로 근사화 될 수 있어 식(11)과 같이 정리할 수 있다

$$PER \approx \frac{\sum_{i=1}^J (P_{e,j})^L P(\Gamma_j^{(1)})}{\sum_{i=1}^J P(\Gamma_j^{(1)})} \quad (11)$$

각 부호율  $R_1, R_2, \dots, R_J$ 에 대해 절단 전력 제어 기법에 따라 유지 되는 목표 수신 심볼  $E_s/N_0$ 를  $SNR_{i,1}, SNR_{i,2}, \dots, SNR_{i,J}$ 라 할 때 한 메시지를 전송하는 데 사용되는 평균 송신 심볼 에너지는 식(12)와 같다.

$$E[E_{s,Tr}(\gamma)] = SNR_{i,1}^{(L)} \cdot \overline{E_{s,T}} \int_{\gamma_1}^{\gamma_2} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma + SNR_{i,2}^{(L)} \cdot \overline{E_{s,T}} \int_{\gamma_2}^{\gamma_3} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma + \dots + SNR_{i,J}^{(L)} \int_{\gamma_J}^{\infty} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma \quad (12)$$

여기서  $SNR_{i,j}^{(L)}$ 은 식(13)을 만족시킨다.

$$SNR_{i,j}^{(L)} = \left( \sum_{l=1}^L l \cdot SNR_{i,j} (P_{e,j})^{l-1} (1 - P_{e,j}) \right) + L \cdot SNR_{i,j} (P_{e,j})^L \quad (13)$$

목표 허용 패킷 오율이  $PER$ 일 때, 각  $j$ 에 대

해  $P_{e,j} = (PER)^{1/L}$  을 만족시키는  $SNR_{i,j}$  값으로 절단 전력 제어된다면 식(11)에 의해 시스템이 요구하는 패킷 오류 조건을 만족한다.

이렇게 주어진  $R_1, R_2, \dots, R_J$ ,  $SNR_{i,1}, SNR_{i,2}, \dots, SNR_{i,J}$  조건에서 채널 상황  $\gamma$  에 대해 부호율을 적용시키는데 사용되는 파라미터 값  $\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J$  를 구해야 한다. 이 값은  $E[E_{s,T}(\gamma)] = \bar{E}_{s,T}$  로 평균 송신 심볼 에너지가 제한된 조건에서 전송효율 식(9)를 최대화 시키는 값이다. 이 값을 라그랑지 곱셈기를 사용하여 구할 수 있으며 구한 값은 다음과 같다.

$$\gamma'_j = A_j \tilde{\gamma}'_j, j = 2, \dots, J$$

$$\text{where } A_j = \frac{SNR_{i,j}^{(L)} - SNR_{i,j-1}^{(L)}}{\eta_j^{(L)} - \eta_{j-1}^{(L)}} \frac{\eta_1^{(L)}}{SNR_{i,1}^{(L)}}, j = 2, \dots, J$$

여기서  $\gamma'_1$  은 식(14)의 해이다.

$$\begin{aligned} & SNR_{i,1}^{(L)} \int_{\gamma'_1}^{A_2 \gamma'_1} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma \\ & + \sum_{j=2}^{J-1} \left( SNR_{i,j}^{(L)} \int_{A_j \gamma'_j}^{A_{j+1} \gamma'_j} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma \right) \\ & + SNR_{i,J}^{(L)} \int_{A_J \gamma'_J}^{\infty} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma = 1 \end{aligned} \quad (14)$$

#### 4. 부호율 결정 파라미터 유도과정

$\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J$  에 대한 전송효율식과 평균 송신 심볼 에너지 조건식을 정리하면 식(15), (16)과 같다.

$$f(\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J) = \eta_1^{(L)} \int_{\gamma'_1}^{\gamma'_2} \pi(\gamma) d\gamma \quad (16)$$

$$+ \eta_2^{(L)} \int_{\gamma'_2}^{\gamma'_3} \pi(\gamma) d\gamma + \dots + \eta_J^{(L)} \int_{\gamma'_J}^{\infty} \pi(\gamma) d\gamma$$

$$h(\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J)$$

$$= SNR_{i,1}^{(L)} \int_{\gamma'_1}^{\gamma'_2} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma + SNR_{i,2}^{(L)} \int_{\gamma'_2}^{\gamma'_3} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma \quad (17)$$

$$+ \dots + SNR_{i,J}^{(L)} \int_{\gamma'_J}^{\infty} \frac{\pi(\gamma)}{\gamma} d\gamma = 1$$

식(17)을 만족하면서 식(16)을 최대화하는 부호율 제어 변수  $\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J$  를 구하기 위해 라그랑지 곱셈기를 사용하여 식(18)과 같이 제한 조건 없는 식으로 정리한다.

$$\begin{aligned} & F(\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J, \lambda) \\ & = f(\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J) + \lambda [h(\gamma'_1, \gamma'_2, \dots, \gamma'_J) - 1] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서  $\frac{\partial F}{\partial \gamma'_1} = 0, \frac{\partial F}{\partial \gamma'_2} = 0, \dots, \frac{\partial F}{\partial \gamma'_J} = 0, \frac{\partial F}{\partial \lambda} = 0$  을 만

족시키는 극점(extremum point)  $\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}$  는 식(19)의 관계를 이룬다.

$$\tilde{\lambda} = -\frac{\eta_1^{(L)}}{SNR_{i,1}^{(L)}} \tilde{\gamma}'_1$$

$$\tilde{\gamma}'_j = A_j \tilde{\gamma}'_1, j = 2, \dots, J \quad (19)$$

$$\text{where } A_j = \frac{SNR_{i,j}^{(L)} - SNR_{i,j-1}^{(L)}}{\eta_j^{(L)} - \eta_{j-1}^{(L)}} \frac{\eta_1^{(L)}}{SNR_{i,1}^{(L)}}$$

여기서  $\tilde{\gamma}'_1$  은  $h(\gamma'_1, A_2 \gamma'_1, \dots, A_J \gamma'_1) = 1$  를 만족시키는  $\gamma'_1$  값이다.

$$\frac{\partial h}{\partial \gamma'_1}$$

는 주어진 조건  $SNR_{i,1}^{(L)} < SNR_{i,2}^{(L)} < \dots < SNR_{i,J}^{(L)}$ ,  $\gamma'_1 > 0$  에서  $\gamma'_1$  에 대해 단조 감소 함수이며  $h(\gamma'_1, A_2 \gamma'_1, \dots, A_J \gamma'_1)$  는  $\gamma'_1$  가 0 로 접근할 때 무한대로 접근하며  $\gamma'_1$  가 무한대로 접근할 때 0 으로 접근한다. 따라서  $h(\gamma'_1, A_2 \gamma'_1, \dots, A_J \gamma'_1) = 1$  을 만족하는  $\gamma'_1$  는  $\tilde{\gamma}'_1$  로 하나 존재하고 그 결과  $F$  의 극점  $\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}$  는 하나 존재한다.

그리고, 주어진 조건  $SNR_{i,1}^{(L)} < SNR_{i,2}^{(L)} < \dots < SNR_{i,J}^{(L)}$ ,  $\gamma'_1 > 0$ ,  $\eta_1^{(L)} < \eta_2^{(L)} < \dots < \eta_J^{(L)}$  에서

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \gamma'_i \partial \gamma'_j} \Big|_{\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}}$$

는  $i \neq j$  일때 0 이고  $i = j$  일 때 음

의 값을 가진다. 따라서 식(20), (21)의 관계를 만족시켜 이 극점에서 국소 최대(local maximum)이며 극점이 하나이므로 전영역에 걸쳐서 최대를 만족시키는 점(global maximum)이 된다.

$$\frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_j'^2} \Big|_{\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}} < 0 \quad (20)$$

$$\left( \frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_i'^2} \Big|_{\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}} \right) \left( \frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_j'^2} \Big|_{\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}} \right) \quad (21)$$

$$> \left( \frac{\partial^2 F}{\partial \gamma_i' \partial \gamma_j'} \Big|_{\tilde{\gamma}'_1, \tilde{\gamma}'_2, \dots, \tilde{\gamma}'_J, \tilde{\lambda}} \right)^2, i \neq j$$

#### 5. 성능 분석

목표 허용 패킷 오류가  $PER$  로 주어졌을 때,  $(PER)^{1/L}$  을 만족시키는 레일리 페이딩 채널에서의  $SNR_{i,1}, SNR_{i,2}, \dots, SNR_{i,J}$  을 정하는 방법으로 식(22), (23)을 이용한다[1][8]. 그리고 여기서 사용된  $\beta(d)$  는 [7]의 결과 중 인터리버길이 512 일 때 부호율  $R_1 = 1/2, R_2 = 8/15$  에 대한 ADS(average distance spectrum)을 이용했다.

$$P_e < \sum_d \beta(d) P_e(d) \quad (22)$$

$$P_e(d) = \left(\frac{1-\nu}{2}\right)^d \sum_{k=0}^{d-1} \binom{d-1+k}{k} \left(\frac{1+\nu}{2}\right)^k \quad (23)$$

$$\text{where } \sqrt{\frac{E_s/N_0}{1+E_s/N_0}}$$

샤도잉 채널 파라미터로  $u_G = -7\text{dB}$ ,  $\sigma_G = 3\text{dB}$  값을 사용했다[1].  $\{R_1\}$ ,  $\{R_2\}$ ,  $\{R_1, R_2\}$ 의 시스템에 대해 전송효율 및 부호율 사용 분포를 구했다.  $\{R_1, R_2\}$  시스템은 제안하는 적응 부호율 시스템으로서 부호율  $R_1, R_2$ 를 사용하고, 나머지  $\{R_1\}$ ,  $\{R_2\}$  시스템은 각각  $R_1, R_2$ 를 사용하는 단일 부호율 시스템으로서 일반적인 하이브리드 ARQ 타입 1 시스템과 같다.

그림 2은 최대 전송 시도 횟수가 1 이고 허용 패킷 오류  $PER_i = 10^{-3}, 10^{-4}$  일 때 각 시스템의 전송효율 성능을 나타낸다. 가로축  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 은 평균 송신 심볼 에너지  $\overline{E_{s,Tr}}$ 를  $N_0$ 로 나눈 값이며, 세로축은 전송 효율이다.

$PER_i$ 가 낮을 수록 모든 시스템의 전송효율이 낮아짐을 알 수 있는데 이는 그 낮은 PER을 만족시키는 목표 수신 심볼 신호 대 잡음비 값이 커서 일정한 전력으로 전송을 하기 위해서는 전송을 적게 해야 하기 때문이다.

그리고  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 가 작을 때  $\{R_1\}$  시스템이  $\{R_2\}$  시스템보다 효율이 좋음을 알 수 있다. 이러한 결과들은 각 부호율이 사용된 확률을 나타낸 표 1, 2을 보면 자세히 알 수 있다. 표 2에서  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 가 클 수록 전송하지 않는 확률이 작아지며,  $\{R_1\}$  시스템이 이 확률이 가장 작음을 알 수 있다. 이는 이 부호율  $R_1$ 에서 목표 심볼 신호 대 잡음비가 작기 때문이다. 그럼에도 불구하고 낮은  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$  영역을 제외하고  $\{R_1\}$  시스템의 전송효율이 가장 낮다. 이에 대한 이유는 표 1의  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 가 0dB, 15dB에서 각 부호율이 사용한 확률을 보면 확인할 수 있다.  $\{R_1\}$ ,  $\{R_2\}$  시스템의 전송할 확률이 0 dB에서 각각 0.745, 0.270이며, 15 dB에서는 각각 1, 0.956이다. 즉 0 dB에서는 전송할 확률이 너무 많이 차이가 나기 때문에 부호율이 높은 부호  $R_2$ 보다 전송확률을 높일 수 있는 부호  $R_1$ 을 사용하는게 전송 효율을 높이는 데 효과적이다. 그러나 15 dB에서는 전송할 확률이 둘다 비슷하기 때문에 이 경우는 높은 부호율인  $R_2$ 를 사용하는 것이 효과적이게 된다. 즉,  $\{R_1\}$  시스템은 전송할 확률이 높고,  $\{R_2\}$  시스템은 부호율이 커서 각각 전송 효율이 높을 수 있는 요인을 가지고 있으나, 일반적으로 전송할 확률이 많이 차이가 나는 낮은  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$  영역에서 낮은 목표 수신 심볼 신호 대 잡음비를 가진 부호율 사용할수록 그리고 전송할 확률이 많이 차이 나지 않는 높은  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$  영역에서는

부호율이 큰 부호를 사용할수록 전송효율을 높일 수 있다.  $\{R_1, R_2\}$  시스템의 경우 한  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 에 대해서도  $\gamma$ 가 작은 영역에서는 낮은 부호율을 이용하여 최대한 전송할 수 있는 확률을 높여 전송효율을 높이고  $\gamma$ 가 큰 영역에서는 높은 부호율을 사용하여 부호율을 하나만 사용하는  $\{R_1\}$ ,  $\{R_2\}$ 보다 전송 효율을 높이는 효과를 갖게 된다. 이런 이유로 같은  $PER_i$ 일 때 모든  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$  영역에 걸쳐  $\{R_1, R_2\}$  시스템이 가장 전송 효율이 높다.

$PER_i$ 이 높을수록  $\{R_2\}$ ,  $\{R_1, R_2\}$ 의 전송효율이 차이가 좁아진다.  $PER_i$ 이 높아지면  $SNR_{i,2}$ 이 현저히 작아지기 때문에  $\{R_1, R_2\}$  시스템에서  $R_2$ 의 사용율이 많아져  $\{R_2\}$ 와 비슷하게 된다. 물론  $PER_i$ 이 높아지면  $SNR_{i,1}$ 도 작아지나 그 작아지는 양이 일반적으로  $SNR_{i,2}$ 가 작아지는 양에 비해서 적다.

$\{R_1\}$  시스템의 경우  $PER_i$ 이 높을 경우 전송 효율이  $R_1$ 에 빨리 포화됨을 알 수 있는데 이는 높은  $PER_i$ 에서는 목표 심볼 신호 대 잡음비가 작아 전송될 확률이 1에 근접하여 포화되기 때문이다. 이는  $\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ 가 클수록 그만큼 더 너무 낮은  $\gamma$ 에 대해서도 전송하려고 전력을 많이 소모하기 때문에 효율적인 전송이 되지 못하여 다른 시스템보다 효율적이지 못한 결과를 가진다.

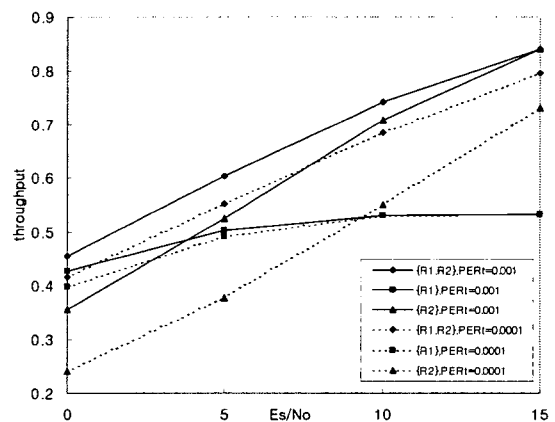


그림 2. 최대 전송 횟수가 1일 때의 전송효율

그림 3은 전송 최대 시도 횟수가 2일 때 허용 패킷 오류  $PER_i = 10^{-4}, 10^{-6}, 10^{-8}$ 일 때 각 시스템의 전송효율에 대해 나타내었다. 같은  $PER_i$ 에 대한 각 시스템의 전송 효율 특성은 그림 2의 양상과 같다. 그리고 그림 2, 3에서  $PER_i$ 이  $10^{-4}$ 일 때, 전송 효율 성능면에서 그림 3 시스템 즉, 전송 최대 시도 횟수가 2인 시스템이 훨씬 우수하다. 이는 설명을  $\{R_1, R_2\}$  시스템에 대해 설명하면 다음과 같다. 그림 3 시스템에서 한번 전송할 때의 목표 패킷 오류이  $(PER_i)^{1/2} = 10^{-2}$ 로서 그림 2 시스템의  $10^{-4}$ 보다 적어

목표 수신 심볼 신호대 잡음비가 적게 되기 때문이다. 그리고 부호율도  $R_1, R_2, R_1/2, 1/(1/R_1 + 1/R_2), R_2/2$  로 그림 2 시스템보다 더 다양하기 때문이다.

부호율을 많이 사용할수록 즉,  $J$  가 클수록 시스템이 이를 지원하기 위해서는 복잡해 지겠지만 전송 효율면에서 이득을 얻을 수 있다. 그리고 최대 전송 시도 횟수  $L$  이 클 수록 지연이 커지겠지만 마찬가지로 전송 효율면에서 이득을 얻을 수 있다.

표 1. 최대전송횟수가 1 이고  $PER_i = 10^{-3}$  일때 부호율 사용분포

$\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ (dB)	{ $R_1, R_2$ } 시스템 (%)			{ $R_1$ } 시스템 (%)		{ $R_2$ } 시스템 (%)	
	비전송	$R_1$ 전송	$R_2$ 전송	비전송	$R_1$ 전송	비전송	$R_2$ 전송
0	28.6	50.2	21.2	20.1	79.9	60.0	40.0
5	13.2	46.8	40.0	5.7	94.3	40.8	59.2
10	4.0	31.2	64.8	0.5	99.5	20.2	79.8
15	0.6	12.2	87.2	0.0	100	4.4	95.6

표 2. 최대전송횟수가 1 이고  $PER_i = 10^{-4}$  일때 부호율 사용분포

$\overline{E_{s,Tr}}/N_0$ (dB)	{ $R_1, R_2$ } 시스템 (%)			{ $R_1$ } 시스템 (%)		{ $R_2$ } 시스템 (%)	
	비전송	$R_1$ 전송	$R_2$ 전송	비전송	$R_1$ 전송	비전송	$R_2$ 전송
0	30.3	57.5	12.2	25.5	74.5	73.0	27.0
5	14.3	58.7	27.0	7.9	92.1	57.6	42.4
10	4.6	45.5	49.9	0.7	99.3	38.0	62.0
15	0.9	23.6	75.5	0.0	100	17.6	82.4

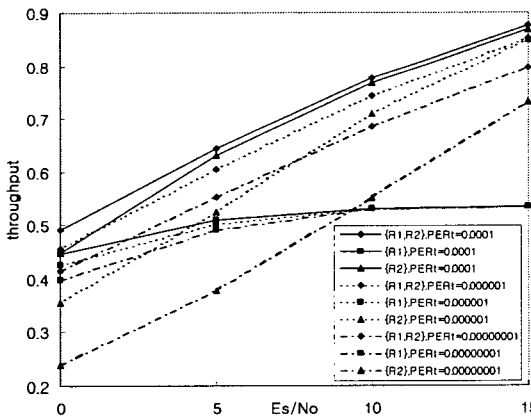


그림 3. 최대 전송 횟수가 2 일 때의 전송효율

## 6. 결론

절단 전력 제어와 하이브리드 ARQ 타입 1 을 사용하는 시스템에 있어서 채널 적응형 부호율 제어 방법을 제안하였다. 이 방법은 요구된 패킷 오류를 만족시키면서 전송 효율을 최대화 하는 부호율 제어 기법

으로 전송효율 성능면에서 우수함을 확인하였다. 제안한 채널 적응형 부호율 제어 기법은 약간의 시스템 복잡도를 초래하지만 샤도잉, 페이딩의 영향을 보상하는 절단 전력 제어, 하이브리드 ARQ 기법과 결합하여 고속 위성 통신 서비스에 적용될 수 있으리라 기대된다.

## 참고 문헌

- [1] A. M. Monk and L. B. Milstein, "Open-Loop Power Control Error in a Land Mobile Satellite System," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 205-212, Feb. 1995.
- [2] J. Hagenauer "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes and their Applications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 389-400, 1988.
- [3] S. B. Wicker, "Error Control Systems for Digital Communication and Storage," *Prentice Hall*, 1995.
- [4] N. Miki, H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Performance of Hybrid ARQ with Packet Combining Using Turbo coding in W-CDMA High-Speed Downlink Packet Access," *CIC2001*, B3-2, 2001.
- [5] S. Kallel, "Complementary Punctured Convolutional Codes and Their Applications," *IEEE Trans. Commun.* Vol. 43, pp. 2005-2009, June, 1995.
- [6] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable power MQAM for Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1218-1230, Oct. 1997.
- [7] A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Process," *McGraw-Hill*, 1991.
- [8] D. N. Rowitch, "Convolutional and Turbo Coded Multicarrier Direct Sequence CDMA, and Applications of Turbo Codes to Hybrid ARQ Communications Systems," *Ph. D. Dissertation, U.C.S.D.*, June, 1998.