

# 시분할 반이중 추정 후 전달 릴레이 시스템 설계

정회원 황인호\*, 학생회원 김지영\*, 종신회원 이정우\*

## Design of Time-Division Half-Duplex Estimate and Forward Relaying System

Inho Hwang\* *Regular Member*, Jeeyoung Kim\* *Student Member*,  
Jeong Woo Lee\*<sup>o</sup> *Lifelong Member*

### 요약

본 논문에서는 시분할 반이중 릴레이 통신 시스템을 위한 추정 후 전달 (EF: Estimate and Forward) 릴레이 프로토콜을 제안한다. 기존의 EF 릴레이 프로토콜은 릴레이와 수신국 간 채널 상태가 좋을 때 적용할 수 있는 방식으로 릴레이의 위치가 송신국으로 이동할수록 성능 저하가 크다. 그러나 본 논문에서 제안하는 EF 릴레이 프로토콜은 릴레이에서의 양자화 및 송신국-릴레이 간의 전력 배분 등과 같은 동작 파라미터가 채널 상태 및 변조 차수에 따라 가변적으로 정해지므로 모든 릴레이 위치에 대해 기존의 방식에 비해 낮은 전송 오류율을 보이며 릴레이가 수신국으로부터 멀리 떨어져 있는 경우에도 낮은 전송 오류율을 보인다. 따라서 본 논문에서 제안하는 방식은 릴레이의 위치가 수시로 변하는 이동 릴레이 시스템에 적합하다. 한편, 제안된 방식이 기존의 방식에 비해 모든 릴레이 위치에서 낮은 전송 오류율을 보임을 모의실험을 통해 확인하였다.

**Key Words** : Estimate and Forward (EF) relaying protocol, time-division half-duplex relay system, quantization, power allocation, error probability

### ABSTRACT

In this paper, we propose a practical time-division half-duplex Estimate and Forward (EF) relaying protocol. The conventional EF relaying protocol works well only when the relay node is near the destination node. The proposed EF relaying protocol, however, determines adaptively relay parameters such as the quantization level of relay node and the power allocation between source and relay nodes according to the channel conditions. By doing so, the proposed EF relaying protocol provides low probability of bit error even when the relay node is far from the destination node. Consequently, the proposed EF protocol is suitable for the mobile relay systems. It is shown by simulations that the proposed EF relaying protocol shows lower bit error rate for all relay positions than a conventional EF protocol.

### I. 서론

릴레이를 이용하는 통신시스템은 협력통신 (Cooperative Communication)의 한 종류로 크게 두

가지로 분류할 수 있다<sup>[1,2]</sup>. 첫 번째는 릴레이가 수신 및 송신을 서로 다른 시간/주파수 대역에서 수행하는가 아니면 같은 시간/주파수 대역에서 수행하는가에 따라 분류하는 방법이다. 이때 전자를 반이중

\* 본 연구는 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행하였음 (2011-0003521)

\* 중앙대학교 전자전기공학부 통신 및 부호이론 연구실 (jwlee2@cau.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-08-358, 접수일자 : 2011년 8월 18일, 최종논문접수일자 : 2012년 3월 30일



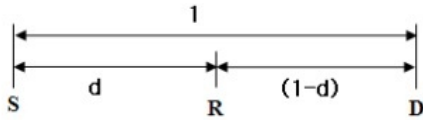


그림 2. 송신국, 릴레이, 수신국이 일직선 상에 있을 때의 릴레이 채널  
 Fig. 2. Relay channel with source node, relay node and destination node in a straight line

MAC 모드(Multiple Access Mode)라 칭한다.  $X_1, V_1, Z_1$ 은 BC 모드에서 각각 송신국이 전송한 신호, 릴레이가 수신한 신호, 수신국이 수신한 신호를 나타내고,  $W_2, X_2, Z_2$ 는 MAC 모드에서 각각 릴레이가 전송하는 신호, 송신국이 전송하는 신호, 수신국이 수신한 신호를 나타낸다. 또한  $G_{SD}, G_{SR}, G_{RD}$ 는 각각 SD 채널, SR 채널, RD 채널의 채널 이득을 나타낸다. 이때,  $V_1, Z_1, Z_2$ 는

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{G_{SR}}X_1 + n_{R_1} \\ Z_1 &= \sqrt{G_{SD}}X_1 + n_{D_1} \\ Z_2 &= \sqrt{G_{RD}}W_2 + \sqrt{G_{SD}}X_2 + n_{D_2} \end{aligned} \quad (1)$$

과 같이 표현되며, 여기서  $n_{D_1}, n_{R_1}, n_{D_2}$ 는 평균이 0 이고 분산이 각각  $N_{D_1}, N_{R_1}, N_{D_2}$ 인 복소 원형 대칭 가우시안 잡음을 나타낸다. 본 논문에서는 분석을 간단히 하기 위하여 그림 2와 같이 송신국, 릴레이, 수신국이 일직선상에 있으며 릴레이가 송신국으로부터  $d$ , 수신국으로부터  $1-d$  만큼 떨어져 있는 모델을 고려한다. 여기서  $0 < d < 1$ 이다. 이러한 모델에서  $G_{SD}$ 는 1이고,  $G_{SR} = 1/d^\alpha$ 이며,  $G_{RD} = 1/(1-d)^\alpha$ 이다. 여기서  $\alpha$ 는 거리에 따른 감쇄 상수이다.

BC 모드에서는 그림 3과 같이 송신국이 정보 비트를 부호율  $R_c$ 로 부호화한 후  $X_1$ 으로 변조하여 전송하고 릴레이와 수신국은 송신국으로부터 신호를 수신한다. 이때 송신국의 변조 차수를  $M$ 이라 하자. 릴레이는 수신된 신호  $V_1$ 을 양자화 규칙  $Q_1$ 에 의해 양자화하여 심볼  $\hat{V}_1$ 을 생성하고 수신국은 수신 신호  $Z_1$ 을 이용하여 송신국 비트에 대한 LLR을 계산하고 저장한다. 일반적으로 릴레이가 수신한 정보를 정확하게 전달하기 위해서는 벡터 양자화가 필요하다. 그러나 실질적인 통신 환경에서 변조 차수는 한정되어 있고 스칼라 양자화가 벡터 양자화에 비해 성능 손실이 크지 않으므로<sup>[8,13]</sup>, 본 논문에서

는 릴레이의 연산 복잡도를 감소시키기 위하여 스칼라 양자화를 고려한다. 이때 릴레이의 양자화 레벨을  $L$ 이라 하자. MAC 모드에서는 그림 4와 같이 릴레이가 양자화 심볼  $\hat{V}_1$ 을  $W_2$ 로 변조하여 전송하고, 송신국은 새로운 신호를 전송할 수 있다. EF 릴레이는 RD 채널의 상태가 좋을 때, 달성 가능한 전송률이 최대가 되므로 본 논문에서는 MAC 모드에서 릴레이에 모든 전력을 할당하기 위하여 송신국은 신호를 전송하지 않는 모델을 가정하였다. 릴레이의 양자화 레벨이  $L$ 이므로 양자화 심볼  $\hat{V}_1$ 의 개수도  $L$ 이 되어 릴레이의 변조 차수 또한  $L$ 이 된다. 수신국은 수신 신호  $Z_2$ 를 복조한 후, 복조한 결과  $\hat{Z}_2$ 를 이용하여 비트 LLR을 계산한다. 이후 BC 모드와 MAC 모드에서 계산된 비트 LLR을 합성하여 복호기의 입력으로 사용한다.

제안하는 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템의 전송 성능은 기준 시스템인 비협력 직접 통신 시스템의 성능과 비교될 것이며, 이 둘의 공정한 성능 비교를 위하여 심볼 당 에너지에 관한 제약 식

$$tP_{S_1} + (1-t)P_{R_2} = P_{direct} \quad (2)$$

을 둔다. 여기서  $P_{S_1} = E[X_1^2]$ 는 BC 모드에서 송신국의 심볼 당 전송 전력,  $P_{R_2} = E[W_2^2]$ 는 MAC 모드에서 릴레이의 심볼 당 전송 전력, 그리고  $P_{direct}$ 는 비협력 직접 통신에서의 심볼 당 전송 전력을 나타낸다.

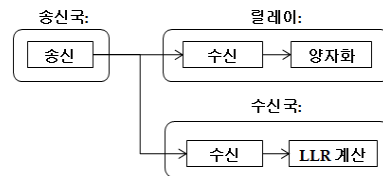


그림 3. EF 릴레이를 사용하는 통신 시스템의 BC 모드에서의 동작  
 Fig. 3. The BC mode operation of half-duplex EF relaying system

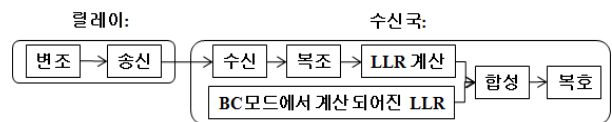


그림 4. EF 릴레이를 사용하는 통신 시스템의 MAC 모드에서의 동작  
 Fig. 4. The MAC mode operation of half-duplex EF relaying system.

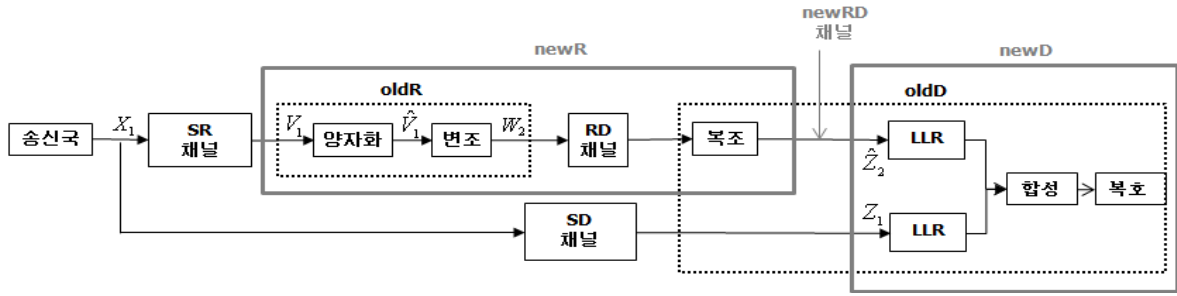


그림 5. EF 릴레이를 사용하는 통신 시스템 모델  
Fig. 5. The system model of EF relay system

### III. 릴레이의 양자화 및 송신국과 릴레이의 전력 할당

EF 릴레이 시스템의 성능을 높이기 위해서는 릴레이의 양자화 기법과 송신국, 릴레이의 적절한 송신 전력 할당이 중요하다. 본 논문에서는 릴레이 시스템의 달성 가능한 전송률을 최대화하는 방향으로 이들을 결정한다. 시분할 반이중 EF 릴레이를 사용하는 통신 시스템의 달성 가능한 전송률은<sup>[4][8]</sup>

$$R_{EF} = \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(X_2), P(W_2)} tI(X_1; Z_1, \hat{V}_1) + (1-t)R_{SD_2} \quad (3)$$

$$tI(V_1; \hat{V}_1 | W_2) \leq (1-t)R_{RD_2} \quad (4)$$

이며, 이때 식 (4)는 식 (3)의 제약식이다. 여기서  $R_{SD_2}$ 는 MAC 모드에서 SD 채널의 전송률을 의미하는데, 본 논문에서는 MAC 모드에서 송신국이 신호를 전송하지 않는 경우를 고려하므로  $R_{SD_2} = 0$ 이고  $X_2$ 는 MAC 모드에서 송신국이 전송하는 신호이므로  $P(X_2)$ 는 고려할 필요가 없다. 따라서 식 (3)은

$$R_{EF} = \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} tI(X_1; Z_1, \hat{V}_1) \quad (5)$$

로 단순화된다.

EF 릴레이 프로토콜은 RD 채널 상태가 좋을수록 최대 전송률을 보인다. 이에 따라 [8]에서 제안한 방식도 RD 채널이 채널 용량에 해당하는 전송률을 달성할 수 있는 경우를 가정하고 있으며, 이에 따라 릴레이의 위치가 수신국에 근접하는 경우에 대해서만 적용이 가능하다는 한계가 있다. 이에 본 논문에서는 RD 채널을 실제 무오류 채널로 볼 수

있도록 기존의 릴레이와 수신국의 신호처리 영역을 바꾸어 전체 릴레이 통신 시스템을 그림 5와 같이 다시 모델링하였다. 그림 5에서 oldR은 기존의 릴레이 신호 처리 시스템을 나타내고, oldD는 기존의 수신국 신호 처리 시스템을 나타낸다. 그림 5를 참조하여 oldR을 newR로 oldD를 newD로 바꾸어 생각해 보자. newR는 새로운 릴레이 신호 처리 시스템을 나타내며 이는 기존의 릴레이 신호 처리 시스템과 RD 채널 및 수신국의 릴레이 신호 복조 과정을 포함한다. newD는 새로운 수신국 신호 처리 시스템을 나타내며 수신국이 송신국과 릴레이로부터 수신한 신호를 이용하여 LLR을 생성하고 이를 결합 및 복호하는 과정을 포함한다. 이렇게 영역을 바꾸어서 생각했을 때, newR에서 newD로의 채널은 오류 및 감쇄가 없는 완벽한 채널이 되어  $R_{RD_2} \rightarrow \infty$ 가 되므로 식 (4)의 제약식이 필요 없게 된다. 한편 변조 과정에서는 정보의 손실이 없으므로 식 (5)에서  $I(X_1; Z_1, \hat{V}_1) = I(X_1; Z_1, W_2)$ 이며 oldR 대신 newR로 전환하여 고려하면  $I(X_1; Z_1, W_2)$ 는  $I(X_1; Z_1, \hat{Z}_2)$ 가 된다. 따라서 식 (4), (5)는

$$R_{EF} = \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} tI(X_1; Z_1, \hat{Z}_2) \quad (6)$$

이 되며 이는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} R_{EF} &= \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} tI(X_1; Z_1, \hat{Z}_2) \quad (7) \\ &= \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} t(H(Z_1, \hat{Z}_2) - H(Z_1, \hat{Z}_2 | X_1)) \\ &\approx \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} t(H(Z_1) + H(\hat{Z}_2) - H(Z_1 | X_1) - H(\hat{Z}_2 | X_1)) \\ &= \max_{0 < t < 1} \max_{P(X_1), P(W_2)} t(I(X_1; Z_1) + I(X_1; \hat{Z}_2)) \end{aligned}$$

여기서 근사식은 BC 모드와 MAC 모드에서 수신국이 각각 수신한 신호  $Z_1$ 와  $\hat{Z}_2$ 이 거의 독립이기 때문에 성립한다. 송신국 심볼  $X_1$ 이 유한 알파벳으로부터 생성되는 경우  $X_1$ 과  $W_2$ 가 균일한 분포를 가질 때, 즉  $P(X_1) = 1/M$ 일 때,  $P(W_2)$ 도 균일한 분포를 가지게 되어  $R_{EF}$ 가 최대화된다.  $\max_{P(X_1)} I(X_1; Z_1)$ 은 낮은 SNR 영역에서 SD 채널 용량에 근사하며, 주어진  $P_{direct}$ 에 대해  $P_{R_2}$ 는  $t$ 와  $P_{S_1}$ 의 함수이다. 또한  $\max I(X_1; \hat{Z}_2)$ 은 양자화 규칙  $Q_t$ 에도 영향을 받으므로, 주어진  $P_{direct}$ 에 대해 식 (7)은

$$R_{EF}(P_{direct}) \approx \max_{0 < t < 1} t(\max_{P_{S_1}}(C_{SD}(P_{S_1}) + \max_Q I(X_1; \hat{Z}_2))) \quad (8)$$

로 표현된다. 여기서  $C_{SD}(P_{S_1})$ 은 SD 채널의 용량을 나타내며 이는 송신국의 변조 차수  $M$ 에 따라 달라지나 낮은 SNR 영역에서는 가우시안 채널 용량인  $C_{avgm}(P_{S_1})$ 에 근사한다. 이때

$$C_{avgm}(P_{S_1}) = \log_2(1 + \frac{P_{S_1}}{N_{D_1}}) \quad (9)$$

이다. 식 (8)의  $I(X_1; \hat{Z}_2)$ 는

$$\begin{aligned} I(X_1; \hat{Z}_2) &= H(X_1) - \sum_{i=0}^{L-1} p(\hat{Z}_2=i) H(X_1 | \hat{Z}_2=i) \\ &= H(X_1) - \sum_{i=0}^{L-1} (p(\hat{Z}_2=i) \sum_{j=0}^{M-1} (-p(X_1=j | \hat{Z}_2=i) \cdot \log_2 p(X_1=j | \hat{Z}_2=i))) \end{aligned} \quad (10)$$

로 전개되며, 여기서  $p(X_1=j | \hat{Z}_2=i)$ 은 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} p(X_1=j | \hat{Z}_2=i) &= \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1=j | \hat{V}_1=k, \hat{Z}_2=i) p(\hat{V}_1=k | \hat{Z}_2=i) \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} (p(\hat{V}_1=k | X_1=j) \frac{p(X_1=j)}{p(\hat{V}_1=k)}) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k) \frac{p(\hat{V}_1=k)}{p(\hat{Z}_2=i)} \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} \frac{p(X_1=j) p(\hat{V}_1=k | X_1=j) p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k)}{p(\hat{Z}_2=i)} \\ &= \frac{\sum_{k=0}^{L-1} (p(X_1=j) p(\hat{V}_1=k | X_1=j) p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k))}{\sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} (p(X_1=j) p(\hat{V}_1=k | X_1=j) p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k))} \\ &= \frac{\sum_{k=0}^{L-1} (p(X_1=j) p(\hat{V}_1=k | X_1=j) p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k))}{\sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} (p(X_1=j) p(\hat{V}_1=k | X_1=j) p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k))} \end{aligned}$$

식 (11)의 2번째 등식은  $X_1, \hat{V}_1, \hat{Z}_2$ 가 이 순서로 Markov chain을 형성하여  $p(X_1=j | \hat{V}_1=k, \hat{Z}_2=i) = p(X_1=j | \hat{V}_1=k)$ 가 성립되기 때문에 얻어지며, 3번째 등식은 Bayes' rule을 적용하여 얻어졌다.  $q_{j,k}$ 와  $r_{k,i}$ 을 각각  $q_{j,k} = p(\hat{V}_1=k | X_1=j)$ ,  $r_{k,i} = p(\hat{Z}_2=i | \hat{V}_1=k)$ 이라 하자. 식 (10)은

$$\begin{aligned} I(X_1; \hat{Z}_2) &= H(X_1) - \sum_{i=0}^{L-1} p(\hat{Z}_2=i) \cdot \\ & \left\{ - \sum_{j=0}^{M-1} \left( \frac{\sum_{k=0}^{L-1} q_{j,k} r_{k,i}}{\sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} q_{j,k} r_{k,i}} \right) \log_2 \left( \frac{\sum_{k=0}^{L-1} q_{j,k} r_{k,i}}{\sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{L-1} q_{j,k} r_{k,i}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

로 표현된다. 식 (9)와 식 (12)의 결과는 각각 식 (8)의  $C_{SD}(P_{S_1})$ 와  $I(X_1; \hat{Z}_2)$ 에 해당하므로 결국 식 (8)의 닫힌 형식 (closed form)을 얻을 수 있다.  $R_{EF}(P_{direct})$ 는 식 (8)을 최대화할 수 있는 최적의  $Q_t, P_{S_1}, t$ 의 값을 결정함으로써 구할 수 있고, 이때 최적의  $Q_t, P_{S_1}, t$  값들은 수치적 탐색 (numerical search)을 통하여 구한다.

한편,  $q_{j,k}$ 은  $X_1$ 이 심볼  $j$ 일 때,  $V_1$ 의 값이 양자화 구간  $k$ 번에 속할 확률을 나타내며,  $r_{k,i}$ 은 릴레이가 양자화 심볼을 변조하여 전송한 신호를 수신국이 복조한 결과가 심볼  $i$ 일 확률을 나타낸다. EF 릴레이 시스템에서 송신국으로부터 릴레이를 거쳐 수신국으로 연결되는 채널은 그림 6과 같이 등가 채널로 표현할 수 있다. 등가 채널은 세 개의 스테이지로 구성되어 있으며, 각 스테이지 내의 상태 수

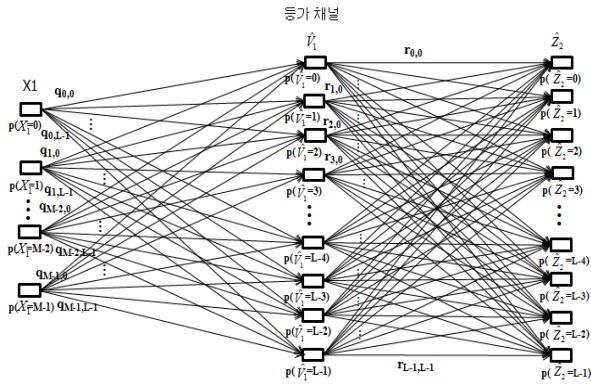


그림 6. 송신국, 릴레이, 수신국 간의 등가채널  
Fig. 6. Equivalent channel among source node, relay node and destination node

는 각각  $M, L, L$ 이며 스테이지 간의 상태 천이 확률은 각각  $q_{j,k}$ 와  $r_{k,i}$ 이다. 복소 원형 대칭 가우시안 채널에서 릴레이가 수신한 신호  $V_1$ 의 In-phase (I-축) 성분과 Quadrature-phase (Q-축) 성분 각각의 확률 밀도 함수 (probability density function, PDF)는 0을 중심으로 좌우 대칭(symmetry)이므로 릴레이의 I-축과 Q-축 각각의 양자화 구간도 0을 중심으로 좌우 대칭이 되도록 한다. 그 결과 스테이지 간의 상태 천이 확률 역시 대칭이 된다. 즉

$$q_{j,k} = q_{(M-1-j),(L-1-k)}, \quad r_{k,i} = r_{(L-1-k),(L-1-i)} \quad (13)$$

의 관계를 가진다.

한편 복소 원형 대칭 가우시안 채널은 I-채널과 Q-채널로 분리하여 생각할 수 있다. 여기서 I-채널과 Q-채널은 각각 가우시안 채널이며 서로 독립이다. 따라서 송신국-릴레이-수신국의 등가 채널 또한 I-채널과 Q-채널에 해당하는 두 개의 독립된 등가 채널로 변환할 수 있다. 이들을 I-등가채널과 Q-등가채널이라 부른다. 송신국 심볼  $X_1$ 의 실수부  $Re\{X_1\}$ 와 허수부  $Im\{X_1\}$ 의 cardinality가  $|Re\{X_1\}| = |Im\{X_1\}| = M$  이고  $\hat{V}_1$ 과  $\hat{Z}_2$ 의 실수부와 허수부의 cardinality가  $|Re\{\hat{V}_1\}| = |Im\{\hat{V}_1\}| = |Re\{\hat{Z}_2\}| = |Im\{\hat{Z}_2\}| = L'$ 라 할 때, I-등가채널과 Q-등가채널 역시 각각 세 개의 스테이지로 구성되어 있으며 각 스테이지 내의 상태 수는  $M, L', L'$ 이다. I-등가채널의 스테이지 간 상태 천이 확률을  $q_{j,k}^I$ 와  $r_{k,i}^I$ 라 하고 Q-등가채널의 스테이지 간 상태 천이 확률을  $q_{j,k}^Q$ 와

$r_{k,i}^Q$ 라 하자. 여기서  $j', j'' = 0, 1, \dots, M, k', k'' = 0, 1, \dots, L', i', i'' = 0, 1, \dots, L'$ 이다. 이때,  $q_{j,k}$ 와  $r_{k,i}$ 은

$$q_{j,k} = q_{j',k'}^I \times q_{j'',k''}^Q, \quad r_{k,i} = r_{k',i'}^I \times r_{k'',i''}^Q \quad (14)$$

의 관계를 만족한다.

#### IV. 수신국의 신호처리

수신국은 BC 모드에서 송신국으로부터 수신한 신호를 이용하여 비트 LLR을 생성한다. BC 모드에서 송신국과 수신국 간의 통신은 비협력 직접통신에서 LLR을 만드는 과정과 동일하다.  $b_l = X_{l_i}$  ( $X_{l_i}$ 을 구성하는  $l$ 번째 비트)이고  $S_l^1, S_l^0$ 는 각각  $b_l$ 이 1이 되는 집합과 0이 되는 집합을 나타낼 때,  $b_l$ 에 대한 LLR을 표현하면

$$L(b_l|Z_1) = \log \frac{p(b_l=0|Z_1)}{p(b_l=1|Z_1)} = \log \frac{\sum_{X_1 \in S^0} \exp(-\frac{\|Z_1 - \sqrt{G_{SD}}X_1\|^2}{N_{D_1}})}{\sum_{X_1 \in S^1} \exp(-\frac{\|Z_1 - \sqrt{G_{SD}}X_1\|^2}{N_{D_1}})} \quad (15)$$

이다.

수신국은 MAC 모드에서  $\hat{Z}_2$ 를 이용하여 LLR을 생성한다. MAC 모드에서 송신국 비트에 대한 LLR은 송신국의 심볼 생성 확률과  $q_{j,k}, r_{k,i}$ 를 이용하여 계산할 수 있다.  $\hat{Z}_2$ 이  $i$ 인 경우, 상태 천이 확률을 이용하여  $\hat{Z}_2 = i$  일 때의  $b_l$ 에 대한 LLR을

$$L(b_l|\hat{Z}_2=i) = \log \frac{p(b_l=0|\hat{Z}_2=i)}{p(b_l=1|\hat{Z}_2=i)} = \log \left( \sum_{j \in S^0} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1=j)p(\hat{V}_1=k|X_1=j) \cdot \frac{p(\hat{Z}_2=i|\hat{V}_1=k)}{\sum_{j \in S^1} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1=j) \cdot p(\hat{V}_1=k|X_1=j)p(\hat{Z}_2=i|\hat{V}_1=k)} \right) \quad (16)$$

$$= \log \frac{\sum_{j \in S^0} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1 = j) q_{j,k} r_{k,i}}{\sum_{j \in S^1} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1 = j) q_{j,k} r_{k,i}}$$

와 같이 구한다. 식 (16)과 같이  $\hat{Z}_2$ 을 이용하여 구한 송신국 비트에 대한 LLR과 식 (15)와 같이  $Z_1$ 를 이용하여 구한 송신국 비트에 대한 LLR을 합성한다. 본 논문에서는 연산량을 줄이기 위하여 동일비 합성(Equal Gain Combining: EGC)을 사용하였다. 수신국은 동일비 합성하여 얻은  $b_i$ 에 대한 LLR인  $L(b_i|Z_1) + L(b_i|\hat{Z}_2 = i)$ 을 복호기의 입력으로 사용하며, 복호기는 이를 이용하여 복호를 수행한다.

### V. 제안하는 EF 릴레이 프로토콜의 활용 예 (M=4, L=16)

본 절에서는 제안된 시스템의 동작 규칙을 실제 시스템을 예로 들어 설명한다. 이를 위해 BPSK 변조를 사용하는 비협력 통신 시스템을 기준 시스템으로 하고, 통신 시스템의 전송 성능을 높이도록 기준 시스템 대신 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템을 사용하는 경우를 고려한다. 이 때 릴레이의 사용으로 인한 대역폭의 확장은 없도록 한다. BC 모드와 MAC 모드 간의 시간 분할  $t$ 가 고정된 상태에서 릴레이는 식 (8)의 달성 가능한 전송률을 최대화할 수 있는 최적의 양자화 레벨  $Q_i$ 와 송신국 전력  $P_S$ 의 값을 구한다. 릴레이의 위치  $d$ 가 변할 때마다 달성 가능한 전송률을 최대화할 수 있도록  $t$ 의 값도 최적화할 수 있으나, 본 절에서는 다음과 같은 이유로 이를 고려하지 않는다. 시분할 비인  $t$ 는 송신국과 릴레이에서 전송하는 데이터의 시간 프레임을 결정한다. 매 전송마다 릴레이 위치( $d$ )에 따라 송신국과 릴레이의 전송 데이터의 시간 프레임 구조( $t$ )를 변화시켜가면서 통신을 수행하는 것이 이론적으로는 가능하나 실제 통신 시스템에서는 사용하기 어렵다. 대신, 송신국과 릴레이의 전송 데이터의 시간 프레임 구조는 고정하고 매 전송마다 릴레이 위치( $d$ ) 등의 통신 환경에 따라 릴레이의 동작 규칙인  $Q_i$ 와  $P_S$ 을 결정하는 것이 현실적이다.

본 논문에서 제안하는 프로토콜은 송신국과 릴레이

의 변조 방식을 고려하여 동작 규칙을 결정한다. 일반적으로 송신국과 릴레이의 변조 차수는 2의 지수 형태를 가지므로, 릴레이의 사용에 따른 채널 대역폭 확장을 허용하지 않는 경우에  $t$  값은 유한한 알파벳으로 정의된다. 이러한 전제 조건에서 가장 높은 전송률을 보이는 시분할 비가  $t=0.5$  인 것으로 관찰되었다. 이에 본 절 및 다음 절에서는  $t=0.5$ 로 고정하고 설명 및 모의실험을 진행한다. 본 논문에서 제안한 프로토콜의 동작 규칙 설정 방식은 다른  $t$  값 및 변조 차수에 대해서도 그대로 적용할 수 있다.

BPSK 변조를 사용하는 직접 통신 대신에  $t=0.5$ 인 시분할 반이중 EF 릴레이 프로토콜을 사용하는 경우, 송신국은  $X_1$ 을  $t=0.5$  이내에 대역폭의 확장 없이 모두 전송해야 하므로 QPSK 변조를 사용하도록 한다. 릴레이는 수신 신호  $V_1$ 의 I-축 성분과 Q-축 성분을 각각 4개의 양자화 구간으로 나누어 양자화 심볼  $\hat{V}_1$ 을 생성하도록 한다. 릴레이의 양자화 구간을 I-축 및 Q-축 각각에 대해 4로 설정하는 이유는 양자화 구간의 수를 그 이상으로 증가시켜도 달성 가능한 전송률의 증가량이 미미하기 때문이다<sup>[8]</sup>. 그 결과 전체 양자화 구간은 16개가 되며,  $\hat{V}_1$ 은 총 16개의 값을 가질 수 있으므로 양자화 심볼은 4개의 비트로 표현된다. 한편, 릴레이가  $1-t=0.5$  이내에 대역폭의 확장 없이 양자화 심볼을 모두 전송하기 위해서는 릴레이의 변조 차수가 16이 되어야 하며, 본 예에서는 16-QAM 변조를 사용하도록 한다. 그림 7에는 릴레이의 양자화 구간 및 양자화를 위한 문턱값의 개념도를 도시하였다. I-축과 Q-축 각각의 양자화 구간은 0을 중심으로 좌우 대칭이 되도록 하며 각 축의 양자화 레벨 값으로  $-th, 0, th$ 를 사용한다. 여기서  $th$ 는 양수이다. 결과적으로 송신국-릴레이-수신국은  $4 \times 16 \times 16$ 의 세 개의 스테이지로 구성된 등가 채널이 되며, 이는 그림 6에 도시한 바와 같다. 한편, I-등가채널과 Q-등가채널은 각각  $2 \times 4 \times 4$  채널로 모델링된다.

BC 모드에서 송신국의 전송을 위한 QPSK 심볼 당 에너지는  $tP_S$ 이다. 따라서 QPSK 변조의 성상도 좌표를  $(\pm a, \pm a)$ 라 할 때,  $a = \sqrt{tP_S/2}$ 이 된다. 심볼  $X_1 = 0$ 을 전송할 경우, 릴레이에서 수신한 신호의 I-축 및 Q-축 각각의 성분은 평균과

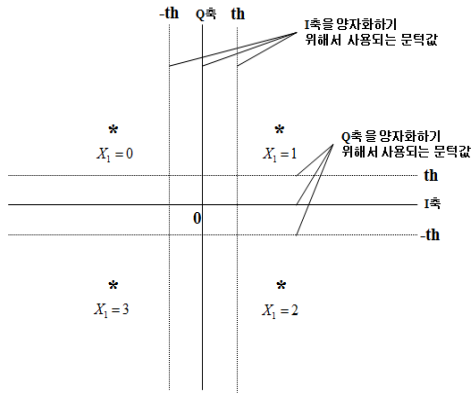


그림 7. 릴레이에서의 양자화  
Fig. 7. Quantization at the relay

분산이 각각  $-\sqrt{G_{SR}tP_{S_1}/2}$  과  $N_{R_1}/2$ 인 가우시안 분포를 가진다. 송신국과 릴레이 간 등가채널의 상태 천이 확률 중 하나인  $q_{00}$ 는

$$q_{00} = q_{00}^I \times q_{00}^Q \tag{17}$$

에 의해 구할 수 있으며, 여기서

$$q_{00}^I = q_{00}^Q = \int_{-\infty}^{-th} \frac{1}{\sqrt{\pi N_{R_1}}} \cdot \exp\left\{-\frac{\left(x + \sqrt{\frac{G_{SR}tP_{S_1}}{2}}\right)^2}{N_{R_1}}\right\} dx \tag{18}$$

$$= Q\left(\frac{\sqrt{2}th - \sqrt{G_{SR}tP_{S_1}}}{\sqrt{N_{R_1}}}\right)$$

이고  $Q(x)$ 는

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$$

이다. 마찬가지로, 릴레이가 심볼  $\widehat{V}_1 = 0$ 을 전송하고 수신국이 이를  $\widehat{Z}_2 = 0$ 로 복조하는 경우에 해당하는 상태 천이 확률  $r_{00}$ 은

$$r_{00} = r_{00}^I \times r_{00}^Q \tag{19}$$

에 의해 구할 수 있으며, 이때

$$r_{00}^I = r_{00}^Q = \int_{-\infty}^{-2\sqrt{\frac{G_{RD}(1-t)P_{R_2}}{10}}} \frac{1}{\sqrt{\pi N_{D_2}}} \cdot \exp\left\{-\frac{\left(x + 3\sqrt{\frac{G_{RD}(1-t)P_{R_2}}{10}}\right)^2}{N_{D_2}}\right\} dx \tag{20}$$

$$= Q\left(-\sqrt{\frac{G_{RD}(1-t)P_{R_2}}{5N_{D_2}}}\right)$$

이다. 이때 MAC 모드에서 릴레이의 전송을 위한 16-QAM 심볼 당 에너지가  $(1-t)P_{R_2}$ 이고, 릴레이에서 사용하는 16-QAM 변조의 정상도 좌표가 I-축 및 Q-축 각각  $(-3a, -a, a, 3a)$ 인 경우  $a = \sqrt{(1-t)P_{R_2}/10}$ 이 됨을 이용하였다. 송신국-릴레이 간, 릴레이-수신국 간 등가 채널의 상태 천이 확률은 각각 식 (18), 식 (20)과 유사한 방식으로 얻어진다.

릴레이는 SR, RD, SD 채널의 SNR을 추정한 후, 송신국과 릴레이가 사용할 전체 전력  $P_{direct}$ 를 이용하여 식 (8)을 최대화할 수 있는  $Q, P_{S_1}, P_{R_2}$ 을 찾는다. 송신국은 할당된 전력을 이용하여 심볼을 전송하고 릴레이는 정해진 양자화 규칙을 이용하여 수신 신호를 양자화하고 양자화 심볼을 변조하여 수신국으로 전송한다.

수신국은 BC 모드 및 MAC 모드에서 수신한 각각의 신호를 LLR로 변환하고 결합하여 복호기의 입력으로 넣는다. 송신국의 심볼 생성 확률이 동일한 경우, BC 모드에서 수신국이 수신한 심볼의 첫 번째 비트에 대한 LLR은

$$L(b_1|Z_1) = \log \frac{\sum_{X_1 \in S_1^0} \exp\left(-\frac{\|Z_1 - \sqrt{G_{SD}}X_1\|^2}{N_{D_1}}\right)}{\sum_{X_1 \in S_1^1} \exp\left(-\frac{\|Z_1 - \sqrt{G_{SD}}X_1\|^2}{N_{D_1}}\right)}$$

$$= \log \frac{\exp\left(-\frac{\|Im\{Z_1\} - \sqrt{G_{SD}}\|^2}{N_{D_1}}\right)}{\exp\left(-\frac{\|Im\{Z_1\} + \sqrt{G_{SD}}\|^2}{N_{D_1}}\right)} \tag{21}$$



이다. 마찬가지로  $\hat{Z}_2 = i$  일 때 MAC 모드에서 수신한 심볼의 첫 번째 비트에 대한 LLR은

$$L(b_1|\hat{Z}_2=i) = \log \frac{\sum_{j \in S_1^0} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1=j) q_{j,k} r_{k,i}}{\sum_{j \in S_1^1} \sum_{k=0}^{L-1} p(X_1=j) q_{j,k} r_{k,i}} \quad (22)$$

$$= \log \frac{q_{00}^Q r_{0i}^Q + \dots + q_{03}^Q r_{3i}^Q}{q_{10}^Q r_{0i}^Q + \dots + q_{13}^Q r_{3i}^Q}$$

이다. 수신국이 BC 모드에서 수신한 신호와 MAC 모드에서 수신한 신호의 첫 번째 비트에 대한 LLR을 동일 비 합성한 결과는 각각  $L(b_1|Z_1) + L(b_1|\hat{Z}_2=i)$ 으로 나타낸다. 다음 수신국은 합성을 통해 얻어진 LLR을 복호기의 입력으로 하여 복호 과정을 수행한다.

### VI. 모의실험

본 절에서는 앞서 소개한 바와 같이 MAC 모드에서 송신국이 신호를 전송하지 않고  $t = 0.5$ 이고  $\alpha = 2$ 인 경우를 고려한다. 릴레이의 위치에 해당하는  $d$ 의 값을 바꾸어 가면서 각 경우에 대해 수치적 탐색(numerical search)을 통하여 식 (8)을 최대화할 수 있는 릴레이의 양자화 구간 및 송신국-릴레이 간 전력 할당 비를 결정하였으며 얻어진 결과 중 일부를 표 1 - 표 3에 나타내었다. 릴레이의 위치가 수신국에 가까울수록 송신국에 할당된 전력과 릴레이 양자화 레벨 값이 증가함을 확인할 수 있다. 또한 릴레이의 위치가 고정되었을 때, 송신국의 전력이 증가할수록 양자화 레벨 값도 증가함을 확인할 수 있다.

V 절에서 설명한 바와 같이 설계한 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템의 달성 가능한 전송률을 식 (8)을 이용하여 산술적으로 계산한 후 그 결과를 그림 8과 그림 9에 도시하였다. 이 때 식 (8)에서  $C_{SD}(P_S) = C_{avgm}(P_S)$ 를 사용하는 경우와  $C_{SD}(P_S)$ 로 4-ary 입력 (quaternary-input) 가우시안 채널의 용량인<sup>[14]</sup>  $C_{qiaavgm}(P_S)$ 을 사용하는 경우에 얻어지는 전송률을 함께 도시하였다. 또한 릴레이 채널 용량의 상한값과 직접 통신 시스템의 전송 용량도 함께 도시하였다. 릴레이 채널 용량의 상한값은 릴레이와 수신국 간에 전송 오류가 발생하지 않

고 MAC 모드에서 송신국이 신호를 전송하지 않으면 릴레이 채널은 1X2 SIMO 채널로 볼 수 있다는 성질을 이용하여 구할 수 있다. 릴레이 채널 용량과는 달리 식 (8)에서는 릴레이의 변조 방식을 고려하기 때문에  $R_{EF}$  값은 높은 SNR 영역에서 릴레이 채널 용량에 비해 작아진다. 특히  $C_{SD}(P_S) = C_{qiaavgm}(P_S)$ 을 사용하는 경우에는 SD 채널을 통한 전송에도 변조 방식을 고려하므로 높은 SNR 영역에서  $R_{EF}$ 의 값이 포화된다. 그러나 낮은 SNR 영역에서는  $C_{SD}(P_S)$ 로  $C_{avgm}(P_S)$ 을 사

표 1. 릴레이 위치가 0.7일 때의 EF 릴레이 시스템의 동작 파라미터

Table 1. Operational parameters at the relay position 0.7

Relay position:		0.7	
EbN0[dB]	$P_{direct}$	$tP_{S_1}$	$th$
-0.6	0.8710	0.7045	0.2130
-0.4	0.9120	0.7395	0.2168
-0.1	0.9772	0.7950	0.2225
0.2	1.0471	0.8550	0.2277

표 2. 릴레이 위치가 0.8일 때의 EF 릴레이 시스템의 동작 파라미터

Table 2. Operational parameters at the relay position 0.8

Relay position:		0.8	
EbN0[dB]	$P_{direct}$	$tP_{S_1}$	$th$
-0.7	0.8511	0.7395	0.2692
-0.4	0.9120	0.7950	0.2749
-0.1	0.9772	0.8550	0.2802
0.1	1.0233	0.8975	0.2836

표 3. 릴레이 위치가 0.9일 때의 EF 릴레이 시스템의 동작 파라미터

Table 3. Operational parameters at the relay position 0.9

Relay position:		0.9	
EbN0[dB]	$P_{direct}$	$tP_{S_1}$	$th$
-1.0	0.7943	0.7370	0.4683
-0.7	0.8511	0.7905	0.4827
-0.4	0.9120	0.8480	0.4960
-0.1	0.9772	0.9095	0.5095

용한 경우와  $C_{qiaavgm}(P_S)$ 을 사용한 경우에 얻어지는  $R_{EF}$  값의 차이가 크지 않음을 알 수 있다. 따라서 채널부호를 사용하는 릴레이 시스템의 경우에는 낮은 SNR 영역에서 오류 정정이 이루어지므로, 식 (8)로부터 최적의 릴레이 동작 파라미터를 결정할 때  $C_{SD}(P_S) = C_{avgm}(P_S)$ 를 사용해도 충분하다. 그림 9에는 릴레이의 위치가  $d = 0.95$ 와  $d = 0.5$

인 경우에 식 (8)을 통해 얻어지는 달성 가능한 전송률을 비교하였다. 그림에서 보듯이  $R_{EF}$  값은 릴레이의 위치에 크게 좌우되지 않음을 알 수 있다. 이는 제안한 릴레이 프로토콜이 릴레이의 위치에 따른 통신 환경의 변화에 충분히 대처할 수 있기 때문이다.

다음은 V 절에서 설명한 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템에 대해 모의실험을 수행하여 비트 오류율 (BER)을 얻고, 이를 기준 시스템인 BPSK 변조를 사용하는 비협력 직접 통신 및 [8]에서 제안한 방식을 통해 얻어지는 BER 성능과 비교하였다. 그 결과는 그림 10에 도시하였다. 릴레이 통신 및 비협력 통신 모두 정보 비트의 길이를 200으로 하였고, 채널 부호로는 부호율  $R_c = 1/3$ 인 (13/15)<sub>8</sub> 이진 터보 부호를 사용하였으며 반복 복호 횟수는 10회로 하였다. 또한 모의 실험에서는  $N_{D1} = N_{R1} = N_{D2} = 2$ 로 하였으며, 이에 따라 BPSK 변조를 사용하는 비협력 직접 통신의 심볼 당 전송 전력은  $P_{direct} = 2R_c E_b / N_0$ 으로 구하였다. 그림 10에서 볼 수 있듯이, 제안된 기법은 비협력 직접 통신에 비해  $d$ 가 0.7에서 0.9로 변화할 경우에 다소 차이는 있으나 BER  $10^{-5}$ 을 기준으로 대략 2.0 dB 이상의 부호화 이득(Coding gain)을 얻는다. 제안된 기법은 [8]에서 제안한 방식에 비해  $d = 0.9$ 에서는 BER  $10^{-5}$ 을 기준으로 0.25dB 정도의 이득을 보이며  $d = 0.7$ 에서는 0.4dB 정도의 이득을 보인다. [8]에서 제안한 방식은 릴레이와 수신국 사이의 거리가 가까워서 RD 채널의 상태가 좋을 때만 적용할 수 있다. 따라서 릴레이의 위치가 수신국과

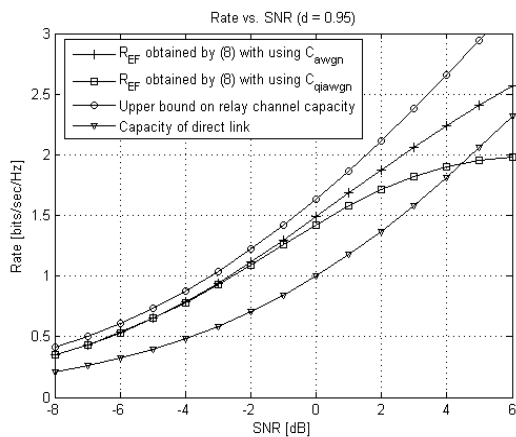


그림 8. 시분할 반이중 EF 릴레이의 달성 가능한 전송률 ( $R_{EF}$ )과 전송 용량의 비교 여기서  $R_{EF}$ 는 식 (8)을 통해 산술적으로 계산하였으며,  $d=0.95$ 로 고정하였다.

Fig. 8. Achievable rates of the proposed EF relaying protocol compared with the upper bound on relay channel capacity and the direct link capacity.

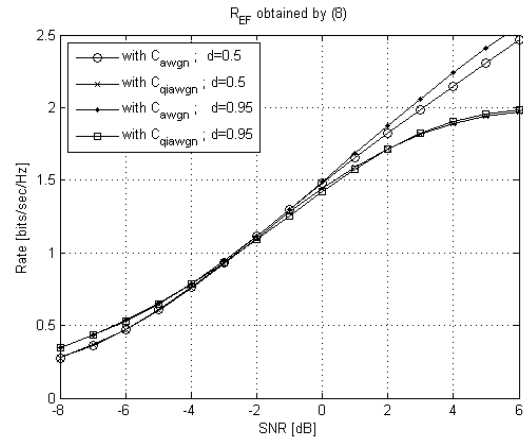


그림 9.  $d=0.95, d=0.5$ 인 경우의 시분할 반이중 EF 릴레이의 달성 가능한 전송률 비교  
Fig. 9. Achievable rates of the proposed EF relaying protocol with respect to the relay position  $d$ .

멀리 떨어져 있는 경우에는 제안된 기법에 비해 오류정정 성능이 떨어진다. 반면, 제안된 기법은 RD 채널과 SD 채널 상태에 따라 릴레이의 적절한 양자화 방법 선택 및 송신국-릴레이간 전력 할당을 수행하므로, 릴레이의 위치가 수신국에서 멀어지더라도 양호한 오류정정 성능을 보이게 된다.

그림 11에는 제안된 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템과 기존의 시분할 반이중 DF 릴레이 시스템의

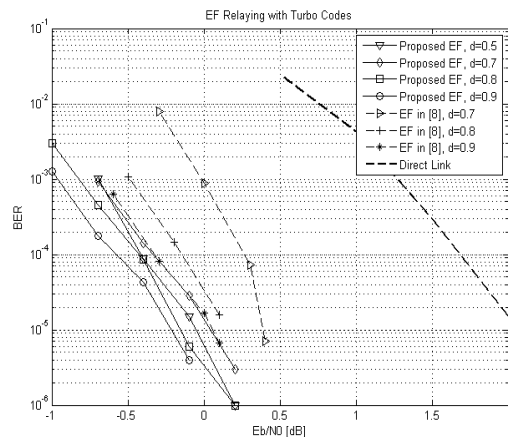


그림 10. 제안한 EF 릴레이 프로토콜과 기존의 EF 릴레이 프로토콜<sup>[8]</sup>의 BER 성능  
Fig. 10. BER Performances of the proposed EF relaying protocol and the conventional EF relaying protocol<sup>[8]</sup>

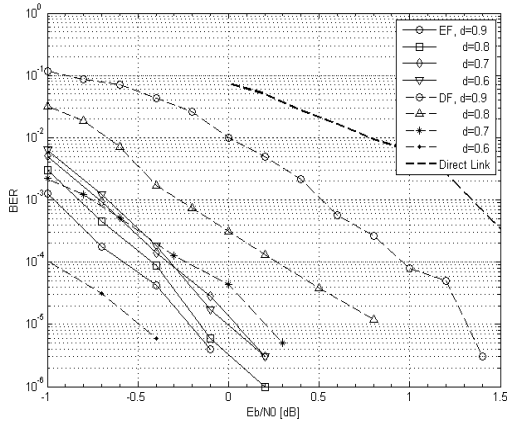


그림 11. 제안한 EF 릴레이 프로토콜과 DF 릴레이 프로토콜의 BER 성능  
 Fig. 11. BER Performances of the proposed EF relaying protocol and DF relaying protocol

BER 성능을 비교하였다. DF 릴레이 프로토콜의 경우에는 릴레이가 송신국과 수신국의 중간 위치에 있을 경우 가장 좋은 성능을 보이는 것으로 알려져 있다<sup>[3]</sup>. 그림에서 보듯이 DF 프로토콜의 성능은 거리에 크게 좌우되며, 릴레이의 위치가 수신국에서 멀어져서  $d = 0.7$  이하가 되면 DF 프로토콜의 성능이 EF 프로토콜보다 우수함을 알 수 있다. 이동 릴레이와 같이 릴레이의 위치가 수시로 변하는 경우에는 거리에 크게 좌우되지 않도록 제안된 EF 프로토콜을 사용하는 것이 DF 프로토콜을 사용하는 것에 비해 안정적이라 할 수 있다.

### VII. 결 론

본 논문에서는 낮은 연산량으로도 우수한 전송 성능을 보일 수 있는 실용적인 시분할 반이중 EF 릴레이 프로토콜을 제안하였다. EF 릴레이 프로토콜이 RD 채널 상태가 좋을 때에 한해 높은 전송률을 보인다는 특성을 이용하여, 본 논문에서는 릴레이 및 수신국의 신호처리 과정을 기존과 다르게 해석하여 RD 채널을 무오류 채널로 해석할 수 있는 새로운 릴레이 통신 시스템 모델을 구성하였다. 이를 기반으로 시분할 반이중 EF 릴레이 프로토콜의 달성 가능한 전송률 식을 새롭게 유도하였으며, 새롭게 얻어진 식에 의하면 전송률이 SD 채널과 RD 채널의 상태 및 송신국과 릴레이의 변조 방식의 영향을 받음을 명확히 알 수 있다. 본 논문에서는 채널 상태 및 송신국과 릴레이의 변조 방식에 따라 시분할 반이중 EF 릴레이 시스템의 달성 가능한 전

송률을 최대화하도록 릴레이의 양자화 레벨 및 송신국과 릴레이의 전력 할당비를 결정하는 기법을 제안하였다. 한편 본 논문에서 제안한 릴레이 동작 규칙은 기존의 반이중 EF 릴레이 방식과 달리, 릴레이의 위치가 수신국과 멀어지는 경우에도 높은 전송률을 보인다. 이에 따라 본 논문에서 제안한 방식은 그 위치가 수시로 변하는 이동 릴레이에도 적합할 것으로 판단된다.

### 참 고 문 헌

- [1] E. C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Advanced Applied Probability*, vol. 3, pp. 120-154, 1971.
- [2] T. M. Cover and A. E. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572 - 584, Sept. 1979.
- [3] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, pp. 3037-3063, Sep. 2005.
- [4] A. Host-Madsen and J. Zhang, "Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, pp.2020-2040, June 2005.
- [5] A. El Gamal, M. Mohseni, and S. Zahedi, "Bounds on capacity and minimum energy-per-bit for AWGN relay channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, pp. 1545-1561, Apr. 2006.
- [6] M. Khojastepour, "Distributed cooperative communications in wireless networks," Ph.D. thesis, 2004.
- [7] C. Ng, N. Jindal, A. Goldsmith, and U. Mitra, "Capacity gain from two-transmitter and two-receiver cooperation," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, pp. 3822-3827, Oct. 2007.
- [8] A. Chakrabarti, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Practical quantizer design for half-duplex estimate and forward relaying," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 1, pp. 74-82, 2011.

[9] Z. Liu, V. Stankovic, and Z. Xiong, "Wyner-Ziv coding for the half duplex relay channel," in Proc. ICASSP, Mar. 2005.

[10] M. Uppal, Z. Liu, V. Stankovic, and Z. Xiong, "Compress forward coding with BPSK modulation for the half-duplex Gaussian relay channel," IEEE Trans. Signal Process., vol. 57, pp. 4467-4481, Nov. 2009.

[11] R. Hu and J. Li, "Practical compress-forward in user cooperation: Wyner -Ziv cooperation," in Proc. ISIT, 2006, pp. 489-493.

[12] W. Chang, S. Kotagiri, J. N. Laneman, S.-Y. Chung, and Y.-H. Lee, "Compress forward relaying over parallel Gaussian channels," in Proc. Comp. Adv. Mult-Sensor Adaptive Process., Dec. 2007.

[13] D. Marco and D. L. Neuhoff, "Performance of low rate entropy constrained scalar quantizers," in Proc. ISIT, June 2004.

[14] T. Richardson and R. Urbanke, "The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 47, no. 2, pp.599-618, Feb. 2001.

이 정 우 (Jeong Woo Lee)

중신회원



1994년 서울대학교 전기공학  
과 학사

1996년 서울대학교 전기공학  
과 석사

2003년 University of Illinois  
at Urbana-Champaign, Ph.D.  
in Electrical Engineering

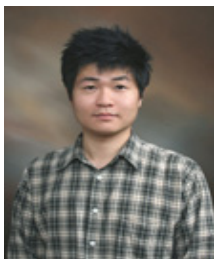
2003년~2004년 University of Illinois, Research  
Associate

2004년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 통신시스템, 오류정정부호, 정보이론,  
무선통신, 신호처리

황 인 호 (Inho Hwang)

정회원



2009년 2월 중앙대학교 전자전  
기공학부 학사

2011년 2월 중앙대학교 전자전  
기공학부 석사

2011년 3월~2011년 12월  
KETI

2012년 1월~현재 LG CNS

<관심분야> 무선통신, 통신시스템, 정보이론

김 지 영 (Jeeyoung Kim)

학생회원



2011년 2월 중앙대학교 전자전  
기공학부 학사

2011년 3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학부 석사과정

<관심분야> 무선통신, 통신시  
스템, 정보이론