

평균 왜곡 감소를 위한 중첩 부호화 기반 레이어 선택적 협력 전송

왕진수*, 박진배*, 김윤희°

Layer Selective Cooperation Using Superposition Coding for Reduction of Expected Distortion

Jin Soo Wang*, Jin Bae Park*, Yun Hee Kim°

요약

본 논문은 가우시안 정보원을 전송할 때 평균 왜곡이 줄어들도록 두 레이어(layer) 중첩 부호와 순차 복호를 적용한 단일 릴레이 노드 협력 통신 시스템을 고려했다. 이 시스템을 위해 제안하는 협력 전송 방식은 릴레이 노드가 자신의 레이어 복호결과와 피드백 정보인 목적 노드의 레이어 복호결과에 따라 알맞은 릴레이 신호를 구성하여 전송하는 것이다. 이 때 릴레이 신호는 복호-후 전달과 증폭-후 전달 기법을 혼합하여 설계함으로써 최종 레이어 복호 시의 아웃티지 확률을 줄이도록 한다. 제안 기법의 성능은 아웃티지 확률 분석 결과를 이용하여 다양한 릴레이 노드 위치에서의 최적 평균 왜곡 성능으로 살펴본다. 그 결과 대부분의 릴레이 위치에서 제안 방식이 기존 방식보다 성능이 좋으며, 특히 릴레이 노드가 원천 노드에 가까울수록 성능 이득이 더욱 증가함을 볼 수 있다.

Key Words : 중첩 부호, 협력 릴레이 전송, 평균 왜곡, 아웃티지 확률, 복호-후-전달, 증폭-후-전달

ABSTRACT

This paper considers a cooperative communication system with a single relay node, where two-layer superposition coding and successive decoding is employed to reduce the expected distortion of a Gaussian source delivered. For the system, we propose a relay scheme which forwards an appropriate relay signal at the relay node, based on the local decoding result of layers and the decoding result of layers at the destination node fed back to the relay node. In the scheme, the relay signal is designed not only by applying decode-and-forward but also by applying amplify-and-forward to reduce the outage probability in final decoding of each layer. The performance of the proposed scheme is evaluated numerically in terms of the expected distortion at various relay locations using outage probabilities derived. The results show that the proposed scheme outperforms the conventional schemes in most cases of the relay location and the gain gets larger when the relay node is closer to the source node in particular.

I. 서론

무선 통신 노드간의 협력 릴레이 전송은 송신 전

※ 본 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업과 (No. 2012-0001867) 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원 사업의 (NIPA-2012-H0301-12-2005) 지원을 받아 수행된 것임.

◆ 주저자 : 경희대학교 전자전파공학과, delta310@khu.ac.kr, 정희원

° 교신저자 : 경희대학교 전자전파공학과, yheekim@khu.ac.kr, 종신회원

* 경희대학교 전자전파공학과, bublife@khu.ac.kr, 준회원

논문번호 : KICS2012-03-146, 접수일자 : 2012년 3월 30일, 최종논문접수일자 : 2012년 7월 2일

력을 높이거나 다중 안테나를 사용하지 않고도 통신 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 이에 다양한 시스템 환경과 조건에 따라 알맞은 협력 전송 기법이 제안되고, 다양한 측면에서 그 성능이 분석되었다^[1-3]. 이러한 릴레이 전송 기법은 크게 수신 신호를 단순히 증폭하는 증폭-후 전달 (amplify-and-forward: AF) 기법과 신호를 복호하는 복호-후-전달 (decode-and-forward: DF) 기법으로 분류할 수 있고, 이를 기반으로 다양한 응용 기법이 도출되었다. 그러나, 대부분의 연구가 물리 계층 성능인 아웃티지 확률, 심볼 오류율, 또는 평균 전송률로 성능을 평가하였다.

한편, 다양한 무선 멀티미디어 서비스가 개발됨에 따라, 각 서비스가 요구하는 품질에 맞추어 무선 자원을 좀 더 효율적으로 사용하고자 하는 물리 계층과 상위 계층 간의 교차 설계 기법이 제안되기 시작하였다^[4-10]. 이와 같은 교차 설계 기법으로 응용 계층에서의 성능을 향상시키기 위해 소스 코딩과 물리 계층 채널 전송 방식을 결합한 연구가 큰 관심을 받고 있다. 그 가운데 송신단에 순간 채널상태정보가 없을 때 정보원을 점진적 성능 향상 레이어로 소스 코딩하고 레이어를 중첩 부호로 전송하여 (다른 이름으로 레이어 방송 부호) 평균 왜곡을 감소시키는 기법이 큰 주목을 받고 있다^[7-12].

본 논문에서는 릴레이 노드가 하나인 협력 통신 시스템에 상기의 소스 코딩 레이어 중첩 부호 전송 기법을 적용할 때 평균 왜곡을 더욱 줄이는 협력 전송 기법을 제안한다. 이와 비슷한 연구로 단일 릴레이 노드 환경에서의 중첩 부호 전송 방식에 대한 연구^[7,13], 다중 릴레이 노드 환경에서 중첩 부호 전송^[14-16], 양방향 릴레이 통신 시 단일 레이어 전송이^[17] 있다. 본 논문은 [7], [13]과 동일하게 직접 경로가 존재하는 단일 릴레이 시스템 모형과 중첩 부호 기반의 원천 노드 송신 신호를 채택한다. 그러나 기존 기법과는^[7,13] 달리 목적 노드에서 릴레이 노드로 간단한 피드백 정보를 허용하여 목적 노드가 필요한 정보만을 전달하도록 한다. 또한, 릴레이 신호 설계 시 릴레이 노드의 복호결과에 따라 DF 신호와 AF 신호를 함께 지원하도록 하여 성능을 더욱 개선시킨다.

이러한 제안 기법은 다중 릴레이 노드 환경에서만 적용 가능한 다중 릴레이 선택, 다중 릴레이 빔 형성 등의 기법을 적용한 [14]-[16]의 기법과는 달리 단일 릴레이 노드 환경에서도 성능을 향상시킬 수 있다. 또한, 평균 왜곡 성능을 기존 연구에서는

^[7,13-17] 성능 도출 시 릴레이 위치를 고려하지 않았으며 일부 연구는^[7,14,17] 현실적으로 유용하지 않은 무한 신호대잡음비에서 성능 경향을 분석하였다. 이에 본 논문은 실제 시스템 성능을 더 잘 반영하도록 유한 신호대잡음비 영역에서 릴레이 노드 위치에 따른 최적 평균 왜곡 성능을 제공한다. 그 결과 대부분의 릴레이 위치에서 제안 기법의 성능이 기존 기법보다 좋으며, 특히 릴레이 노드가 원천 노드에 가까울 때 성능 이득이 더욱 증가함을 보일 것이다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서 시스템 모형을 제시하고, III절에서 협력 전송 기법을 제안한다. IV절에서는 제안 기법이 제공하는 레이어별 최종 신호대잡음비를 유도하고, 이를 이용하여 V절에서 아웃티지 확률을 이론적으로 분석한다. VI절에서는 아웃티지 확률 이론값을 이용하여 최적 평균 왜곡을 수치적으로 도출하며, 그에 따른 결론은 VII절에서 맺는다.

II. 시스템 모형

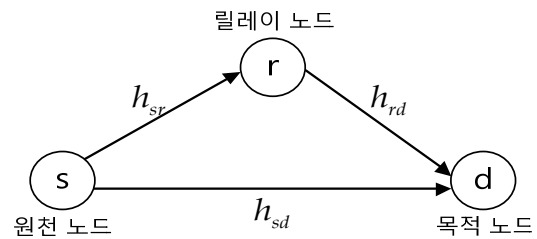


그림 1 협력 통신 시스템 모형.
Fig. 1. System model for cooperative communications

그림 1은 본 논문에서 고려하는 원천 노드 s가 복소 가우시안 정보원을 릴레이 노드 r의 도움으로 목적 노드 d로 전송하는 협력 통신 시스템 모형을 보인 것이다. 시스템에서 원천 노드가 전송하는 정보원은 분산은 1이고 왜곡은 평균 제공 오류로 측정한다. 소스 코딩 부호 길이가 충분히 크고 소스 코딩 부호율이 R [비트/정보원샘플]이면 정보원의 왜곡-전송률 함수는 $D(R) = 2^{-R}$ 가 된다^[18].

총 N 번의 채널을 이용하여 정보원을 전송할 경우, $N/2$ 채널 이용으로 구성된 첫 번째 시간 슬롯은 원천 노드가, 나머지 $N/2$ 채널 이용으로 구성된 두 번째 시간 슬롯은 릴레이 노드가 사용한다. 이때 각 노드와 노드 사이의 채널은 서로 독립이고, N 채널 이용 동안 변화가 없는 블록 레일리 페이딩 특성을 가진다. 그러면 거리가 ζ_{uv} 인 노드 u 와

노드 v 간의 복소 채널 이득 h_{uv} 는 (여기서, $uv \in \{sd, sr, rd\}$) 평균이 0이고 분산이 ζ_{uv}^ν 인 복소 가우시안 확률변수가 된다. 여기서, ν 는 경로 손실 지수이다.

첫 번째 시간 슬롯에서 원천 노드는 점진적으로 품질이 개선되는 두 소스 코딩 레이어를 중첩 부호로 전송한다^[7]. 즉, 원천 노드의 송신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(n) = \sum_{l=1}^2 \sqrt{P_s \alpha_l} x_l(n), n = 1, 2, \dots, N/2 \quad (1)$$

여기서, $x_l(n)$ 은 레이어 l 에 대한 송신 심볼로 평균이 0이고 분산이 1인 가우시안 분포를 가지고, P_s 는 원천 노드 송신 전력, $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2)$ 는 $\alpha_i \geq 0$ 이고 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 인 레이어 전력 할당 벡터이다. 이때 각 레이어의 소스 코딩 부호율과 채널 전송률은 동일하게 R_l [비트/채널이용]이고, 레이어 2는 레이어 1의 성능 개선 정보를 가진다. 부연하면, 레이어 1으로만 정보원을 재구성하면 평균 왜곡이 2^{-R_1} 이고, 레이어 1과 레이어 2로 정보원을 재구성하면 평균 왜곡은 $2^{-(R_1+R_2)}$ 가 되며, 레이어 2만으로는 정보원을 재구성할 수 없다.

이에 대한 첫 번째 시간 슬롯에서 릴레이 노드가 수신한 신호는

$$y_{r,1}(n) = h_{sr}x(n) + w_{r,1}(n), n = 1, 2, \dots, N/2 \quad (2)$$

이고, 목적 노드가 수신한 신호는 다음과 같다.

$$y_{d,1}(n) = h_{sd}x(n) + w_{d,1}(n), n = 1, 2, \dots, N/2 \quad (3)$$

여기서, $w_{v,i}(n)$ 은 노드 $v \in \{r, d\}$ 의 i 째 시간 슬롯에서의 가산 잡음으로, 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 분포를 갖는다. 릴레이 노드는 수신 신호 $y_{r,1}(n)$ 로부터 송신 전력이 P_r 인 릴레이 신호를 생성한 뒤 두 번째 시간 슬롯에 목적 노드로 전송한다. 따라서 두 번째 시간 슬롯에서 목적 노드가 수신한 신호는 다음과 같다.

$$y_{d,2}(n) = h_{rd}z(n) + w_{d,2}(n), n = 1, 2, \dots, N/2 \quad (4)$$

수신단은 순차 복호를 적용하여 수신 신호로부터 레이어를 차례로 복호한다. 즉, 수신단은 레이어 1을 먼저 복호하고, 복호가 올바르게 이루어진 경우

에만 수신 신호로부터 레이어 1 신호를 소거한 뒤 레이어 2를 복호한다.

III. 제안하는 릴레이 전송기법

본 절에서는 기존의 중첩 부호 기반 협력 전송 기법과^[7,13] 비교하여 제안 기법을 설명한다.

먼저 기존의 중첩 부호 기반 AF 협력 전송 기법은^[7] 릴레이 노드가 수신 신호를 복호 없이 그대로 증폭 후 전달한다. 반면, 기존의 중첩 부호 기반 DF 협력 전송 기법은^[13] 릴레이 노드에서 순차 복호를 수행하고 복호결과 $Q_r \in \{0, 1, 2\}$ 에 따라 릴레이 신호를 다르게 구성하여 전송한다. 여기서, Q_r 은 릴레이 노드에서 성공적으로 복호된 레이어 수로, 구체적으로 $Q_r = 0$ 이면 릴레이 신호를 전송하지 않고, $Q_r = 1$ 이면 레이어 1을 최대 전력으로 전달하고, $Q_r = 2$ 이면 레이어 1과 레이어 2를 중첩 부호로 전달한다.

반면 제안하는 기법은 Q_r 뿐만 아니라 첫 번째 시간 슬롯에서 목적 노드의 복호결과 $Q_d \in \{0, 1, 2\}$, 즉 성공적으로 복호한 레이어 수 정보를 함께 이용하여 릴레이 신호를 구성한다. 이를 위해서는 최소 2 비트의 피드백 오버헤드가 발생하지만, 이 정보를 이용하여 목적 노드가 필요한 레이어 정보만을 집중적으로 전달할 수 있기 때문에 복호 성능을 향상시킬 수 있다. 표 1은 첫 번째 시간 슬롯에서의 복호결과 (Q_d, Q_r)에 따른 릴레이 신호 구성 방법을 보인 것이다. 각 레이어의 아웃티지 확률을 줄이기 위해 릴레이 신호 선택 근거는 다음과 같다. 첫째 Q_d 정보를 이용하여 릴레이 노드가 추가 복호가 필요한 레이어만을 전달하도록 하는 것, 둘째 잡음 증폭을 줄이기 위해 레이어를 전달할 때 가능한 DF로 전달하도록 하는 것 ($Q_d < Q_r$), 셋째 DF로 전달할 수 없을 경우 ($Q_d \geq Q_r$) 차선으로 AF로 전달하는 것이다.

구체적으로 $Q_d = 0$ 이면 목적 노드는 릴레이 신호의 도움을 받아 두 레이어를 다시 복호하여야 한다. 그러나, (Q_d, Q_r) = (0, 0)이면 릴레이 노드가 어떤 레이어도 재생할 수 없으므로 수신 신호를 AF로 전달할 수밖에 없다. (Q_d, Q_r) = (0, 1)이면 릴레이 노드가 레이어 1을 재생할 수 있으므로 중요도가 높은 레이어 1을 DF로 보낸다. (Q_d, Q_r) = (0, 2)이면 두 레이어 모두 재생할 수

이므로 두 레이어를 재생하여 중첩 부호로 보낸다. 한편, $Q_d=1$ 이면 목적 노드는 릴레이 신호를 이용하여 레이어 2만 추가로 복호하면 된다. 그러나, $(Q_d, Q_r) = (1, 0)$ 이면 레이어 2를 따로 분리할 수 없으므로 수신 신호를 그대로 AF로 전달하고, $(Q_d, Q_r) = (1, 1)$ 이면 재생 가능한 레이어 1을 수신 신호에서 소거하여 레이어 2 정보만 있는 수신 신호를 AF로 전송한다. $(Q_d, Q_r) = (1, 2)$ 이면, 레이어 2를 재생할 수 있으므로 레이어 2만을 최대 전력으로 전송한다.

상기의 제안하는 릴레이 신호를 수식으로 쓰면 다음과 같다.

$$z(n) = \begin{cases} G_{Q_d, Q_r} \sum_{l=Q_d+1}^{Q_r} \sqrt{\alpha_l} x_l(n), & \text{if } Q_d < Q_r, \\ G_{Q_d, Q_r} \left\{ y_{r,1}(n) - h_{sr} \sum_{l=1}^{Q_r} \sqrt{P_s \alpha_l} x_l(n) \right\}, & \text{if } Q_d \geq Q_r \end{cases} \quad (5)$$

여기서, G_{Q_d, Q_r} 은 릴레이 송신 신호 전력을 P_r 로 하는 증폭 이득으로 다음과 같다.

$$G_{Q_d, Q_r} = \begin{cases} \sqrt{P_r / \sum_{l=Q_d+1}^{Q_r} \alpha_l}, & \text{if } Q_d < Q_r, \\ \sqrt{P_r / \left(P_s |h_{sr}|^2 \sum_{l=Q_d+1}^{Q_r} \alpha_l + \sigma^2 \right)}, & \text{if } Q_d \geq Q_r \end{cases} \quad (6)$$

따라서 두 번째 시간 슬롯에서 목적 노드가 수신한 신호 (4)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$y_{d,2}(n) = \begin{cases} h_{rd} G_{Q_d, Q_r} \sum_{l=Q_d+1}^{Q_r} \sqrt{\alpha_l} x_l(n) + w_{d,2}(n), & \text{if } Q_d < Q_r, \\ G_{Q_d, Q_r} h_{rd} h_{sr} \sum_{l=Q_d+1}^{Q_r} \sqrt{P_s \alpha_l} x_l(n) + G_{Q_d, Q_r} h_{rd} w_{d,1}(n) + w_{d,2}(n), & \text{if } Q_d \geq Q_r \end{cases} \quad (7)$$

제안한 기법을 구현하기 위해서는 첫 번째 시간 슬롯에서 릴레이 노드와 목적 노드가 모두 순차 복호를 수행하여 각 복호결과 Q_r 과 Q_d 를 얻어야 한다. 목적 노드는 두 번째 시간 슬롯에서 복호에 실패한 레이어 $l (> Q_d)$ 에 대해서 원천 노드로부터 직접 수신한 신호 (3)과 릴레이로부터 수신한 신호 (7)을 결합한 뒤 순차 복호를 추가적으로 수행한다.

표 1. 복호결과에 따른 릴레이 신호 설계
Table 1. Design of relay signals based on decoding results.

첫 번째 시간 슬롯의 복호결과	협력 전송 모드
$(Q_d, Q_r) = (0, 0)$	AF : 모든 레이어
$(Q_d, Q_r) = (0, 1)$	DF : 레이어 1
$(Q_d, Q_r) = (0, 2)$	DF : 모든 레이어
$(Q_d, Q_r) = (1, 0)$	AF : 모든 레이어
$(Q_d, Q_r) = (1, 1)$	AF : 레이어 2
$(Q_d, Q_r) = (1, 2)$	DF : 레이어 2
$(Q_d, Q_r) = (2, -)$	전송 안함

IV. 레이어별 최종 신호대잡음비

제안한 협력 전송 기법의 아웃지치 확률은 순차 복호 시 각 레이어가 겪는 신호대잡음비로 얻을 수 있다. 이에 본 절에서는 순차 복호 시 레이어가 겪는 신호대잡음비, 즉 레이어 1의 경우 레이어 2를 잡음으로 간주할 때의 신호대잡음비, 레이어 2의 경우 레이어 1을 완벽하게 소거했을 때의 신호대잡음비를 계산한다. 이 때 첫 번째 시간 슬롯에서 노드 $v \in \{r, d\}$ 에서 순차 복호를 수행할 때 레이어 l 이 겪는 신호대잡음비를 $\eta_{v,l}$ 로, 두 번째 시간 슬롯에서 목적 노드가 순차 복호를 수행할 때 레이어 l 이 겪는 최종 신호대잡음비를 $\eta_{f,l}$ 로 표기하기로 한다.

먼저, 첫 번째 시간 슬롯에서 노드 $v \in \{r, d\}$ 에서의 레이어별 신호대잡음비는 (2)와 (3)으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_{v,1} = \frac{\alpha_1 P_s |h_{sv}|^2}{\alpha_2 P_s |h_{sv}|^2 + \sigma^2} = \Psi_1(\gamma_{sv}), \quad (8)$$

$$\eta_{v,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sv}|^2}{\sigma^2} = \Psi_2(\gamma_{sv}), \quad (9)$$

여기서, $\gamma_{sv} = \frac{P_s |h_{sv}|^2}{\sigma^2}$, $\Psi_1(x) = \frac{\alpha_1 x}{\alpha_2 x + 1}$, 그리고 $\Psi_2(x) = \alpha_2 x$ 이다.

한편, 레이어별 최종 신호대잡음비는 해당 레이어에 대한 추가 복호 필요성과 릴레이 신호에 해당 레이어에 대한 정보 유무로 나누어 생각할 수 있다. 즉, 첫 번째 시간 슬롯에서 해당 레이어가 성공적으로 복호되었으면 추가로 성능 개선이 필요하지 않으므로 최종 신호대잡음비는 첫 번째 시간 슬롯에

서의 신호대잡음비로 생각할 수 있다. 즉, $Q_d \geq 1$ 이면 $\eta_{f,1} = \eta_{d,1}$ 이고 $Q_d = 2$ 이면 $\eta_{f,2} = \eta_{d,2}$ 이다. 한편, $(Q_d, Q_r) = (0, 1)$ 이면 릴레이 신호에 레이어 2에 대한 추가 정보가 없으므로 $\eta_{f,2} = \eta_{d,2}$ 가 된다.

그 밖의 경우 최종 신호대잡음비는 (3)과 (4)에서 하위 레이어를 소거한 뒤, 최대 신호대잡음비를 얻을 수 있는 최대비결합을 수행했을 때의 신호대잡음비로 구할 수 있다. 해당 신호대잡음비를 구하기 위해 수신 신호를 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{y}}_1(n) = [y_{d,1}(n) \ y_{d,2}(n)]^T = \mathbf{h}_1 x_1(n) + \tilde{\mathbf{y}}_2(n) \quad (10)$$

여기서,

$$\tilde{\mathbf{y}}_2(n) = \mathbf{h}_2 x_2(n) + \tilde{\mathbf{y}}_3(n), \quad (11)$$

$$\mathbf{h}_l = \begin{cases} \begin{bmatrix} h_{sr} \sqrt{P_s \alpha_l} \\ G_{Q_d, Q_r} h_{rd} \sqrt{\alpha_l} \end{bmatrix}, & \text{if } Q_d < l \leq Q_r \\ \begin{bmatrix} h_{sr} \sqrt{P_s \alpha_l} \\ G_{Q_d, Q_r} h_{sr} h_{rd} \sqrt{P_s \alpha_l} \end{bmatrix}, & \text{if } l \geq Q_d \geq Q_r \end{cases}, \quad (12)$$

그리고

$$\tilde{\mathbf{y}}_3(n) = \begin{cases} [w_{d,1}(n) \ w_{d,2}(n)]^T, & \text{if } Q_d < l \leq Q_r \\ [w_{d,1}(n) \ G_{Q_d, Q_r} h_{rd} w_{r,q}(n) + w_{d,2}(n)]^T, & \text{if } l \geq Q_d \geq Q_r \end{cases}. \quad (13)$$

하위 레이어 소거 후 최대비결합 기법을 적용하면 레이어 l 의 최종 신호대잡음비는^[19].

$$\eta_{f,l} = \mathbf{h}_l^H \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_{l+1}}^{-1} \mathbf{h}_l \quad (14)$$

이고 여기서 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_l} = E[\tilde{\mathbf{y}}_l \tilde{\mathbf{y}}_l^H]$ 이다.

먼저 DF로 전달되는 $Q_d < l \leq Q_r$ 인 경우를 고려해 보자. 레이어 1은 $(Q_d, Q_r) = (0, 1), (0, 2)$ 일 때, 레이어 2는 $(Q_d, Q_r) = (0, 1), (0, 2), (1, 2)$ 일 때 최대비결합이 수행된다. $(Q_d, Q_r) = (0, 1)$ 이면,

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_1} \\ h_{rd} \sqrt{P_r} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_2} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_2} = \begin{bmatrix} |h_{sd}|^2 P_s \alpha_2 + \sigma^2 & 0 \\ 0 & \sigma^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_3} = \sigma^2 \mathbf{I}_2 \text{이다. 따라}$$

서 최종 신호대잡음비는 (14)로부터 다음과 같다.

$$\eta_{f,1} = \frac{\alpha_1 P_s |h_{sd}|^2}{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2 + \sigma^2} + \frac{P_r |h_{rd}|^2}{\sigma^2} = \Psi_1(\gamma_{sd}) + \gamma_{rd} \quad (15)$$

$$\eta_{f,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2} = \Psi_2(\gamma_{sd}) \quad (16)$$

여기서 $\gamma_{rd} = \frac{P_r |h_{rd}|^2}{\sigma^2}$ 이다. 다음으로 $(Q_d, Q_r) = (0, 2)$ 이면,

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_1} \\ h_{rd} \sqrt{P_r \alpha_1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_2} \\ h_{rd} \sqrt{P_r \alpha_2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_2} = \begin{bmatrix} |h_{sd}|^2 P_s \alpha_2 + \sigma^2 & h_{sd} h_{rd}^* \alpha_2 \sqrt{P_s P_r} \\ h_{sd}^* h_{rd} \alpha_2 \sqrt{P_s P_r} & |h_{rd}|^2 P_r \alpha_2 + \sigma^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_3} = \sigma^2 \mathbf{I}_2$$

이므로, 최종 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$\eta_{f,1} = \frac{\alpha_1 (P_s |h_{sd}|^2 + P_r |h_{rd}|^2)}{\alpha_2 (P_s |h_{sd}|^2 + P_r |h_{rd}|^2) + \sigma^2} = \Psi_1(\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \quad (17)$$

$$\eta_{f,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2} + \frac{\alpha_2 P_r |h_{rd}|^2}{\sigma^2} = \Psi_2(\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \quad (18)$$

또한 $(Q_d, Q_r) = (1, 2)$ 이면, $\mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_2} \\ h_{rd} \sqrt{P_r} \end{bmatrix}$,

$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_3} = \sigma^2 \mathbf{I}_2$ 이므로 최종 신호대잡음비는 다음과 같다

$$\eta_{f,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2} + \frac{P_r |h_{rd}|^2}{\sigma^2} = \Psi_2(\gamma_{sd}) + \gamma_{rd} \quad (19)$$

그 다음으로 AF로 릴레이하는 $l \geq Q_d \geq Q_r$ 인 경우를 고려해 보자. 레이어 1은 $(Q_d, Q_r) = (0, 0)$ 일 때, 레이어 2는 $(Q_d, Q_r) = (0, 0), (1, 0), (1, 1)$ 일 때 최대비결합이 수행된다. $(Q_d, Q_r) = (0, 0)$ 이면

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_1} \\ G_{0,0} h_{rd} h_{sr} \sqrt{P_r \alpha_1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{sd} \sqrt{P_s \alpha_2} \\ G_{0,0} h_{sr} h_{rd} \sqrt{P_r \alpha_2} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_2} = \begin{bmatrix} |h_{sd}|^2 P_s \alpha_2 + \sigma^2 & G_{0,0} h_{sd} h_{sr}^* P_s \alpha_2 \\ G_{0,0} h_{sd}^* h_{rd} P_s \alpha_2 & G_{0,0} |h_{rd}|^2 (|h_{sr}|^2 P_s \alpha_2 + \sigma^2) + \sigma^2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}_3} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 \\ 0 & (G_{Q_d, Q_r}^2 |h_{rd}|^2 + 1) \sigma^2 \end{bmatrix}$$

이므로, 최종 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$\eta_{f,1} = \frac{\alpha_1(\gamma_{sr}\gamma_{rd} + \gamma_{sd}(\gamma_{rd} + \gamma_{sr} + 1))}{\alpha_2(\gamma_{sr}\gamma_{rd} + \gamma_{sd}(\gamma_{rd} + \gamma_{sr} + 1)) + \gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}$$

$$= \Psi_1\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right) \quad (20)$$

$$\eta_{f,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2} + \frac{\alpha_2 P_s G_{0,0}^2 |h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2}{(G_{0,0}^2 |h_{rd}|^2 + 1)\sigma^2}$$

$$= \Psi_2\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right) \quad (21)$$

한편 $(Q_d, Q_r) = (1, 0)$ 일 때의 $\eta_{f,2}$ 는 $(Q_d, Q_r) = (0, 0)$ 와 릴레이 신호가 동일하므로 (21)로 주어진다. 또한, $(Q_d, Q_r) = (1, 1)$ 인 경우,

$$\mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} h_{sd}\sqrt{P_s\alpha_2} \\ G_{1,1}h_{rd}h_{sr}\sqrt{P_s\alpha_2} \end{bmatrix}, \mathbf{R}_{\mathbf{y}_2} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 \\ 0 & (G_{1,1}^2|h_{rd}|^2 + 1)\sigma^2 \end{bmatrix}$$

이므로 레이어 2의 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$\eta_{f,2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{sd}|^2}{\sigma^2} + \frac{\alpha_2 P_s G_{1,1}^2 |h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2}{(G_{1,1}^2 |h_{rd}|^2 + 1)\sigma^2}$$

$$= \Psi_2\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\alpha_2\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right) \quad (22)$$

상기와 같이 얻은 (Q_d, Q_r) 에 따른 최종 신호대 잡음비는 표 2에 요약하였다.

V. 아웃티지 확률

본 절에서는 레이어별 전송률과 전력 할당 $(\mathbf{R}, \boldsymbol{\alpha})$ 이 고정일 때, 레이어 l 의 복호 오류 확률인 아웃티지 확률 $P_{out,l}$ 을 유도한다. 이 때 모든 링크에 대한 신호대잡음비 벡터 $\boldsymbol{\gamma} = (\gamma_{sd}, \gamma_{sr}, \gamma_{rd})$ 는 서로 독립이고 평균을 $\boldsymbol{\Omega} = E[\boldsymbol{\gamma}] = (\Omega_{sd}, \Omega_{sr}, \Omega_{rd})$ 로 두면, 결합 확률 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$f_{\boldsymbol{\gamma}}(x, y, z) = \frac{1}{\Omega_{sd}\Omega_{sr}\Omega_{rd}} e^{-\left(\frac{x}{\Omega_{sd}} + \frac{y}{\Omega_{sr}} + \frac{z}{\Omega_{rd}}\right)}, \quad (22)$$

$$x, y, z \geq 0$$

먼저 첫 번째 시간 슬롯에서 노드 $v \in \{r, d\}$ 에서의 복호결과는 다음과 같이 결정된다.

$$Q_v = \begin{cases} 0 & \text{if } 0.5\log_2(1 + \eta_{v,1}) \leq R_1, \\ 1, & \text{if } 0.5\log_2(1 + \eta_{v,1}) > R_1, \\ & 0.5\log_2(1 + \eta_{v,2}) \leq R_2 \\ 2, & \text{if } 0.5\log_2(1 + \eta_{v,2}) > R_2 \end{cases} \quad (23)$$

식 (23)의 $Q_v = i$ 가 일어나는 γ_{sv} 의 영역 $A_{v,i}$ 는 식 (8), (9)와 $\Psi_l(x)$ 가 단수 증가함수라는 사실에서

$$A_{v,i} = \{\Gamma_i \leq \gamma_{sv} < \Gamma_{i+1}\}, i = 0, 1, 2 \quad (24)$$

로 주어진다. 여기서, $\Gamma_0 = 0$, $\Gamma_1 = \Psi_1^{-1}(2^{2R_1} - 1)$, $\Gamma_2 = \Psi_2^{-1}(2^{2R_2} - 1)$, $\Gamma_3 = \infty$ 이다. 그에 따라 $Q_v = i$ 가 일어날 확률은 다음과 같다.

$$\Pr[Q_v = i] = \Pr[A_{v,i}] = e^{-\Gamma_i/\Omega_{sv}} - e^{-\Gamma_{i+1}/\Omega_{sv}} \quad (25)$$

한편 목적 노드의 최종 복호결과 Q_f 는 레이어별 최종 신호대잡음비 $\eta_{f,1}, \eta_{f,2}$ 으로 결정된다. 표 2에 서 볼 수 있듯이 $\eta_{f,1}, \eta_{f,2}$ 는 (Q_d, Q_r) 과 $\boldsymbol{\gamma}$ 의 함수로써 주어지므로, 사건 $\{Q_f = k\}$ 는 $\boldsymbol{\gamma}$ 의 영역으로 나타낼 수 있다. 따라서 $(Q_d, Q_r, Q_f) = (i, j, k)$ 가 되는 $\boldsymbol{\gamma}$ 의 영역을 $B_{i,j,k}$ 로 정의하면, 아웃티지 확률은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{out,1} = \sum_{i=0}^2 \sum_{j=0}^2 \Pr[B_{i,j,0}] = \sum_{j=0}^2 \Pr[B_{0,j,0}] \quad (26)$$

$$P_{out,2} = 1 - \sum_{i=0}^2 \sum_{j=0}^2 \Pr[B_{i,j,2}]$$

$$= 1 - \Pr[A_{d,2}] - \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^2 \Pr[B_{i,j,2}] \quad (27)$$

식 (26)의 제일 오른쪽 항은 $i \geq 1$ 일 때 $B_{i,j,0} = \phi$ 인 사실로 유도되고, 식 (27)의 마지막 결과는 $\sum_{j=1}^2 \Pr[B_{2,j,2}] = \Pr[Q_d = 2]$ 로부터 유도된다.

결국 아웃티지 확률은 $\{B_{0,j,0}\}_{j=0}^2$ 와 $\{B_{0,j,2}, B_{1,j,2}\}_{j=0}^2$ 의 확률을 구함으로써 얻을 수 있다. 이를 위해 $(Q_d, Q_r) = (i, j)$ 일 때 레이어 l 의 최종 신호대잡음비를 $\eta_{f,l}(i, j)$ 로 나타내자. 또한, $\Psi_l(\Gamma_l) = 2^{2R_l} - 1$ 인 사실을 기억하면 $\{B_{0,j,0}\}_{j=0}^2$ 와 $\{B_{0,j,2}, B_{1,j,2}\}_{j=0}^2$ 의 영역은 다음으로 주어진다.

표 2. 제안 기법의 레이어별 최종 신호대잡음비
Table 2. Final SNR of each layer for the proposed scheme

(Q_d, Q_r)	$\eta_{f,1}$	$\eta_{f,2}$
(0, 0)	$\Psi_1\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right)$	$\Psi_2\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right)$
(0, 1)	$\Psi_1(\gamma_{sd}) + \gamma_{rd}$	$\Psi_2(\gamma_{sd})$
(0, 2)	$\Psi_1(\gamma_{sd} + \gamma_{rd})$	$\Psi_2(\gamma_{sd} + \gamma_{rd})$
(1, 0)	$\Psi_2(\gamma_{sd})$	$\Psi_2\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right)$
(1, 1)	$\Psi_2(\gamma_{sd})$	$\Psi_2\left(\gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\alpha_2\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1}\right)$
(1, 2)	$\Psi_1(\gamma_{sd})$	$\Psi_2(\gamma_{sd}) + \gamma_{rd}$
(2, -)	$\Psi_1(\gamma_{sd})$	$\Psi_2(\gamma_{sd})$

$$B_{0,j,0} = A_{d,0} \cap A_{r,j} \cap \{\eta_{f,1}(0,j) < \Psi_1(\Gamma_1)\} \quad (28)$$

$$B_{i,j,2} = A_{d,i} \cap A_{r,j} \cap \{\eta_{f,1}(i,j) \geq \Psi_1(\Gamma_1), \eta_{f,2}(i,j) \geq \Psi_2(\Gamma_2)\} \quad (29)$$

식 (28)을 구체화하면

$$B_{0,0,0} = (A_{d,0} \cap A_{r,0}) \cap \left\{ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \leq \Gamma_1 \right\} \quad (30)$$

$$= (A_{d,0} \cap A_{r,0}) - B_{0,0,\bar{0}}$$

$$B_{0,1,0} = \{0 \leq \gamma_{sd} < \Gamma_1, \Gamma_1 \leq \gamma_{sr} < \Gamma_2, \Psi_1(\gamma_{sd}) + \gamma_{rd} < \Psi_1(\Gamma_1)\} \quad (31)$$

$$B_{0,2,0} = \{0 \leq \gamma_{sd} < \Gamma_1, \gamma_{sr} \geq \Gamma_2, \gamma_{sd} + \gamma_{rd} < \Gamma_1\} \quad (32)$$

이고, 여기서 식 (30)의 $B_{0,0,\bar{0}}$ 는 다음과 같다.

$$B_{0,0,\bar{0}} = (A_{d,0} \cap A_{r,0}) \cap \left\{ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} > \Gamma_1 \right\} \quad (33)$$

한편, 식 (29)는 다음과 같이 나타난다.

$$B_{0,0,2} = (A_{d,0} \cap A_{r,0}) \cap \left\{ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \geq \Gamma_2 \right\} \quad (34)$$

$$B_{0,1,2} = \phi \quad (35)$$

$$B_{0,2,2} = \{0 < \gamma_{sd} < \Gamma_1, \gamma_{sr} \geq \Gamma_2, \gamma_{sd} + \gamma_{rd} \geq \Gamma_2\} \quad (36)$$

$$B_{10,2} = (A_{d,1} \cap A_{r,0}) \cap \left\{ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \geq \Gamma_2 \right\} \quad (37)$$

$$B_{11,2} = (A_{d,1} \cap A_{r,1}) \cap \left\{ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{\alpha_2\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \geq \Gamma_2 \right\} \quad (38)$$

$$B_{12,2} = \{\Gamma_1 \leq \gamma_{sd} < \Gamma_1, \gamma_{sr} \geq \Gamma_2, \alpha_2\gamma_{sd} + \gamma_{rd} \geq \alpha_2\Gamma_2\} \quad (39)$$

이제 확률밀도함수 (22)를 이용하여 (30)-(33) 영역에 대한 확률을 구하면 레이어 1의 아웃티지 확률을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_{out,1} = 1 - e^{-\frac{\Gamma_1}{\Omega_{sd}}} - \left(e^{-\frac{\Gamma_1}{\Omega_{sr}}} - e^{-\frac{\Gamma_2}{\Omega_{sr}}} \right) A - e^{-\left(\frac{\Gamma_2}{\Omega_{sr}} + \frac{\Gamma_1}{\Omega_{rd}}\right)} \frac{1}{a_1} \left\{ 1 - e^{-\frac{a_1\Gamma_1}{\Omega_{sd}}} \right\} - \Pr[B_{0,0,\bar{0}}] \quad (40)$$

여기서, $A = \frac{1}{\Omega_{sd}} \int_0^{\Gamma_1} e^{-\left(\frac{x}{\Omega_{sd}} + \frac{\Psi_1(\Gamma_1) - \Psi_1(x)}{\Omega_{rd}}\right)} dx,$

$$a_1 = 1 - \frac{\Omega_{sd}}{\Omega_{rd}}, \text{ 그리고}$$

$$\Pr[B_{0,0,\bar{0}}] = \int_0^{\Gamma_1} \int_{\Gamma_1-x}^{\Gamma_1} \frac{1}{\Omega_{sd}\Omega_{sr}} e^{-\left\{ \frac{x}{\Omega_{sd}} + \frac{y}{\Omega_{sr}} + \frac{(\Gamma_1-x)(y+1)}{\Omega_{rd}(x+y-\Gamma_1)} \right\}} dy dx \quad (41)$$

한편, 레이어 2의 아웃티지 확률은 식 (34)-(39)로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$P_{out,2} = 1 - e^{-\frac{\Gamma_2}{\Omega_{sd}}} - \frac{1}{a_1} e^{-\left(\frac{\Gamma_2}{\Omega_{sr}} + \frac{\Gamma_2}{\Omega_{rd}}\right)} \left\{ 1 - e^{-\frac{a_1\Gamma_1}{\Omega_{sd}}} \right\} - \frac{1}{a_2} e^{-\left(\frac{\Gamma_1}{\Omega_{sd}} + \frac{\Gamma_2}{\Omega_{sr}} + \frac{a_2(\Gamma_2 - \Gamma_1)}{\Omega_{rd}}\right)} \left\{ 1 - e^{-\frac{a_2(\Gamma_2 - \Gamma_1)}{\Omega_{sd}}} \right\} - \Pr[B_{0,0,2}] - \Pr[B_{10,2}] - \Pr[B_{11,2}] \quad (42)$$

여기서, $a_2 = 1 - \frac{\alpha_2\Omega_{sd}}{\Omega_{rd}},$

$$\Pr[B_{0,0,2}] + \Pr[B_{10,2}] = \int_{\Gamma_2-\Gamma_1}^{\Gamma_2} \int_{\Gamma_2-x}^{\Gamma_1} \frac{1}{\Omega_{sd}\Omega_{sr}} e^{-\left\{ \frac{x}{\Omega_{sd}} + \frac{y}{\Omega_{sr}} + \frac{(\Gamma_2-x)(y+1)}{\Omega_{rd}(x+y-\Gamma_2)} \right\}} dy dx \quad (43)$$

그리고

$$\Pr[B_{11,2}] = \int_{\Gamma_1}^{\Gamma_2} \int_{\Gamma_1}^{\Gamma_2} \frac{1}{\max(\Gamma_2-x, \Gamma_1) \Omega_{sd} \Omega_{sr}} \times e^{\left\{ \frac{x}{\Omega_{sd}} + \frac{y}{\Omega_{sr}} + \frac{(\Gamma_2-x)(\alpha_2 y + 1)}{\Omega_{rd}(x+y-\Gamma_2)} \right\}} dy dx \quad (44)$$

VI. 성능 도출 결과

II절에서 가정한 가우시안 정보원의 왜곡-전송률 함수와 V절에서 구한 아웃티지 확률을 이용하면 특정 $(\mathbf{R}, \alpha, \Omega)$ 에서의 평균 왜곡은 다음과 같이 얻을 수 있다^[7,8].

$$ED(\mathbf{R}, \alpha, \Omega) = \sum_{l=0}^2 (P_{out,l+1} - P_{out,l}) 2^{-\sum_{m=1}^l R_m} \quad (45)$$

여기서, $P_{out,1} = 0, P_{out,3} = 1$ 이다. 이로부터 특정 평균 신호대잡음비 Ω 에서 제안 기법이 제공 가능한 최적 평균 왜곡은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$ED_0(\Omega) = \min_{(\mathbf{R}, \alpha)} ED^X(\mathbf{R}, \alpha, \Omega), \quad s.t. R_l \geq 0, \alpha_l \geq 0, \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (47)$$

상기 최적화 문제는 convex 문제가 아니기 때문에 쉽게 풀 수 없고 모든 가능한 (\mathbf{R}, α) 에 대해 최적값을 수치적으로 찾아야 한다.

본 논문에서는 모든 노드가 일직선 위에 있고 (따라서, $\zeta_{rd} = \zeta_{sd} - \zeta_{sr}$), 경로 손실 지수가 $v = 3$ 이며, 모든 노드의 송신 전력이 $P_s = P_r$ 로 같을 때

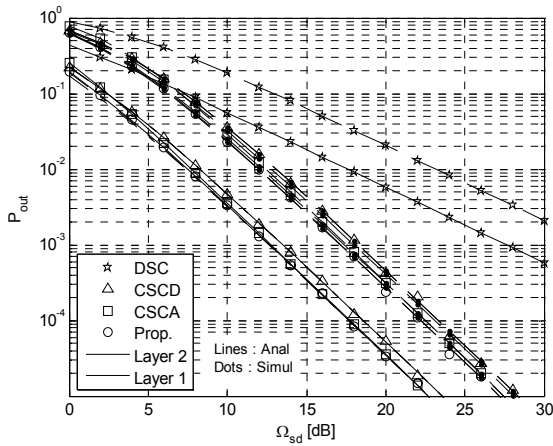


그림 2. $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.5, \mathbf{R} = (1/2, 1/2)$ 그리고 $\alpha = (0.8, 0.2)$ 일 때 평균 신호대잡음비에 따른 아웃티지 확률

Fig. 2. Outage probabilities for the average SNR when $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.5, \mathbf{R} = (1/2, 1/2)$, and $\alpha = (0.8, 0.2)$

최적 평균 왜곡 성능을 도출한다. 이 때, 직접 경로 신호대잡음비를 $\Omega_{sd} = \Omega$ 로 표현하면, 두 릴레이 채널은 $\Omega_{sr} = \Omega(\zeta_{sr}/\zeta_{sd})^{-v}$ 와 $\Omega_{rd} = \Omega(1 - \zeta_{sr}/\zeta_{sd})^{-v}$ 로 표현할 수 있다.

그림 2는 최적 평균 왜곡 성능을 수치적으로 얻기 전에 V절에서 유도한 레이어별 아웃티지 확률의 타당성을 보이기 위한 그림이다. 성능 도출 조건은 $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.5, \mathbf{R} = (1/2, 1/2), \alpha = (0.8, 0.2)$ 이고, 제안 기법뿐만 ('Prop') 아니라 기존의 중첩 부호를 릴레이 없이 직접 전송하는 기법^[11] ('DSC'), 릴레이가 중첩 부호를 AF로 전달하는 기법^[7] ('CSCA'), 릴레이가 자신의 중첩부호 복호결과에 따라 레이어를 선택적으로 DF하는 기법^[13] ('CSCD') 성능도 함께 보였다. 그래프에서 선은 V절에서 유도한 이론값과 비슷한 방법으로 유도한 기존 방식의 이론값, 마크는 모의실험 결과를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 이론값은 모의실험 결과와 거의 일치함을 볼 수 있다. 따라서 이후 최적 평균 왜곡을 구하는 데 V절에서 유도한 아웃티지 확률의 이론값과 기존 기법의 이론값을 이용할 것이다.

그림 3-4는 릴레이 노드가 원천 노드에서 가까운 위치 $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.2$ 와 목적 노드에 가까운 위치 $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.8$ 에서 각각 직접 경로 신호대잡음비 Ω 에 따른 최적 평균 왜곡을 보인 것이다. 본 그림에서는 기존의 중첩 부호 기반의 릴레이 기법 ('CSCA', 'CSCD')과 단일 레이어 릴레이 기법 ('AF', 'DF') 함께 보였다. 그림 3과 같이 릴레이 노드가 원천 노드에 가까우면 제안 기법이 기존의

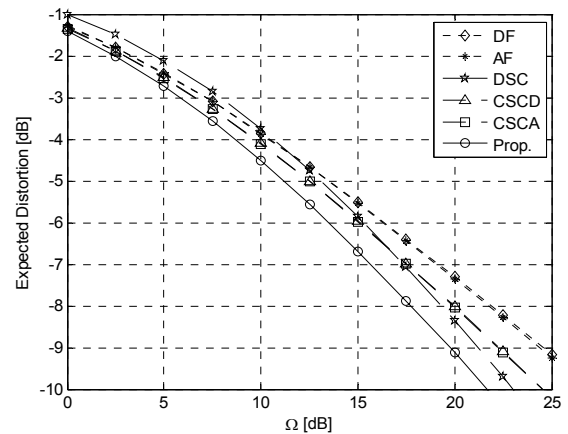


그림 3. 릴레이 위치가 $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.2$ 일 때 평균 신호대잡음비에 따른 최적 평균 왜곡.

Fig. 3. Optimal expected distortion for the average SNR when $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.2$

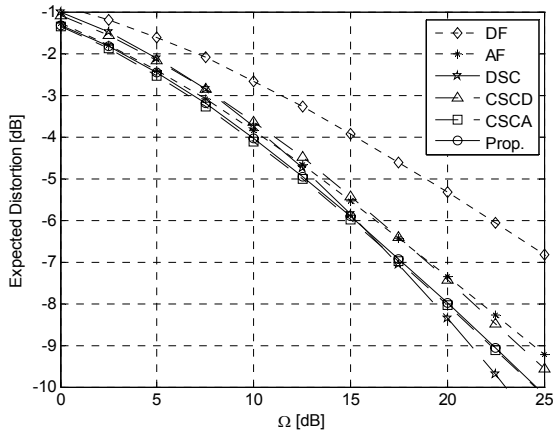


그림 4. 릴레이 위치가 $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.8$ 일 때 평균 신호대 잡음비에 따른 최적 평균 왜곡
 Fig. 4. Optimal expected distortion for the average SNR when $\zeta_{sr}/\zeta_{sd} = 0.8$

CSCA 또는 CSCD보다 약 3 dB 정도의 신호대잡음비 이득을 제공함을 볼 수 있다. 이 위치에서는 릴레이 노드가 두 레이어를 모두 복호할 수 있기 때문에, 제안 기법의 릴레이 노드는 목적 노드가 필요로 하는 레이어만을 주로 전달하기 때문이다. 반면 그림 4와 같이 릴레이 노드가 목적 노드에 가까우면 제안 기법과 기존의 CSCA 기법의 성능이 비슷해진다. 이는 릴레이 노드가 두 레이어를 모두 복호하지 못 하기 때문에 제안 기법이 CSCA와 동일하게 AF로 신호를 전달하기 때문이다.

그림 3-4의 또 다른 관측으로는 중첩 부호를 적용할 경우가 적용하지 않는 경우보다 항상 성능이 좋음을 볼 수 있고, 무한 신호대잡음비에서의 분석 결과와는^[7] 다르게 신호대잡음비가 낮으면 릴레이 전송 기법이 직접 전송 기법보다 ('DSC') 성능이 좋음을 볼 수 있다. 그 이유는 신호대잡음비가 낮을 경우 소스 코딩에서 발생하는 왜곡보다 채널 전송 시 발생하는 오류에 의한 왜곡에 의해 성능이 좌우되기 때문이다.

그림 5는 직접 경로 신호대잡음비를 $\Omega = 15$ dB로 두고 릴레이 위치 ζ_{sr}/ζ_{sd} 를 바꾸면서 평균 왜곡 성능을 도출한 것이다. 그 결과 대부분의 릴레이 위치에서 제안 기법의 성능이 가장 좋음을 볼 수 있다. 먼저 중첩 부호를 사용하지 않은 것보다 ('AF', 'DF') 중첩 부호를 사용하는 릴레이 방식들의 성능이 훨씬 좋음을 알 수 있다. 중첩 부호를 사용하는 경우 릴레이 노드가 원천 노드에 가까우면 기존의 직접 전송보다 약 1 dB, 기존의 CSCD 또는 CSCA보다 약 1.5 dB까지의 성능 이득을 제공함을

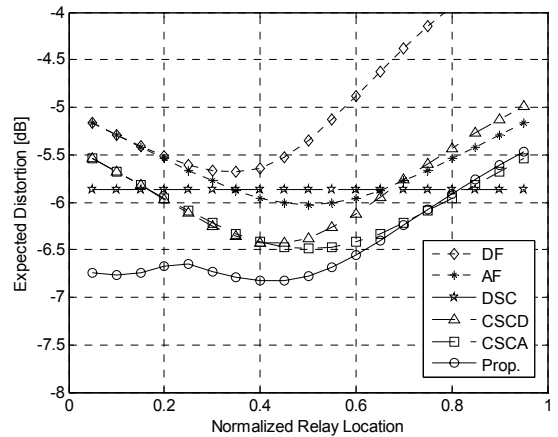


그림 5. 직접 경로 신호대잡음비가 $\Omega = 15$ dB일 때 릴레이 위치 ζ_{sr}/ζ_{sd} 에 따른 최적 평균 왜곡
 Fig. 5. Optimal expected distortion for the normalized relay location ζ_{sr}/ζ_{sd} when $\Omega = 15$ dB

볼 수 있다. 릴레이 노드가 목적 노드에 가까울수록 CSCD는 릴레이 신호를 전송하지 않아 성능이 크게 나빠지지만, 제안 기법은 CSCA 성능 수준으로 유지함을 볼 수 있다.

VII. 결 론

본 논문에서는 단일 릴레이 노드 협력 통신 시스템에서 정보원의 평균 왜곡을 줄이기 위하여 소스 코딩 레이어를 중첩 부호로 전송하고, 릴레이 노드에서 자신 및 목적 노드의 복호결과에 따라 릴레이 신호를 다르게 구성하는 레이어 선택적 협력 전송 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 i) 2 비트의 궤환 정보를 이용하여 목적 노드에 필요한 정보만을 전송하도록 하고 ii) 복호 오류 시 발생하는 DF 방식의 문제점을 보완하기 위하여 AF 방식을 함께 지원하였다. 그 결과 제안 기법이 대부분의 유한 신호대잡음비와 릴레이 위치에서 기존 기법보다 향상된 성능을 제공함을 확인할 수 있었다. 특히, 릴레이 노드가 두 레이어를 모두 복호할 수 있는 원천 노드에 가까운 위치에서는, 항상 두 레이어 정보를 전달하는 기존 기법과 달리 제안 기법은 목적 노드에 필요한 레이어만 최대 전력으로 전송할 수 있기 때문에 성능 이득이 더욱 커짐을 볼 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, and G.W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks:

- efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50(12), pp. 3062 - 3080, Oct. 2004.
- [2] A. Bletsas, A. Khisti, D.P. Reed, and A. Lippman, “A simple cooperative diversity method based on network path selection,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 24(3), pp. 659 - 672, Mar. 2006.
- [3] S. Berger, M. Kuhn, A. Wittneben, T. Unger, and A. Klein, “Recent advances in amplify-and-forward two-hop relaying,” *IEEE Commun. Mag.*, 47(7), pp. 50 - 56, July 2009.
- [4] M. Van Der Schaar and S. Shankar N, “Cross-layer wireless multimedia transmission: challenges, principles, and new paradigms”, *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 12(4), pp. 50 - 58, Aug. 2005.
- [5] Y.S. Chan, P.C. Cosman, L.B. Milstein, “A cross-layer diversity technique for multicarrier OFDM multimedia networks,” *IEEE Trans. Mult. Networks*, 15(4), pp. 833 - 847, Apr. 2006.
- [6] J.N. Laneman, E. Martinian, G.W. Wornell, and J.G. Apostolopoulos, “Source-channel diversity for parallel channels,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 51(10), pp. 3518 - 3539, Oct. 2005.
- [7] D. Gündüz and E. Erkip, “Source and channel coding for cooperative relaying,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 53(10), pp. 3454 - 3475, Oct. 2007.
- [8] D. Gündüz and E. Erkip, “Joint source-channel codes for MIMO block fading channels,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 54(1), pp. 116 - 134, Jan. 2008.
- [9] C. Tian, A. Steiner, S. Shamaï, and S.N. Diggavi, “Successive refinement via broadcast: optimizing expected distortion of a Gaussian source over a Gaussian fading channel,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 54(7), pp.2903 - 2918, July 2008.
- [10] K. Bhattad, R. Narayanan, and G. Caire, “On the distortion SNR exponent of some layered transmission schemes,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 54(7), pp. 2943 - 2958, July 2008.
- [11] F. Etemadi and H. Jafarkhani, “Rate and power allocation for layered transmissin with superposition coding,” *IEEE Sig. Process. Lett.*, 14(11), pp. 773 - 776, Nov. 2007.
- [12] C.T.K. Ng, D. Gündüz, A.J. Goldsmith, and E. Erkip, “Distortion minimization in Gaussian layered broadcast coding with successive refinement,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, 55(11), pp. 5074 - 5086, Nov. 2009
- [13] M. Yuksel and E. Erkip, “Broadcast strategies for the fading relay channel,” *Proc. IEEE Mil. Commun. Conf.*, 2, pp. 1060 - 1065, Monterey, CA, USA, Oct. 2004.
- [14] U. Sethakaset, T. Quek, S. Sumei, P. Tarasak, “Distortion behavior of amplify-and-forward cooperative system with layered broadcast coding,” *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Tiwan, May 2010.
- [15] H.B. Kim, P.C. Cosman, and L.B. Milstein, “Superposition coding based cooperative communication with relay selection,” *Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems, Comput.*, pp. 892-896, Pacific Grove, CA, USA, Nov. 2010.
- [16] U. Sethakaset, T. Quek, and S. Sun, “Joint source-channel optimization over wireless relay networks,” *IEEE Trans. Commun.*, 59(4), pp. 1114-1122, Apr. 2011.
- [17] Y. Gao, J. Wang, and J. Liang, “System distortion exponents of two-way relay networks,” *Proc. IEEE Globecom*, Houston, Tx, USA, Dec. 2011.
- [18] T.M. Cover and J.A. Thomas, *Elements of Information Theory*, 2nd Ed., Wiley, Hoboken, NJ, 2006.
- [19] J. Choi, *Optimal Combining and Detection*, Cambridge, UK, 2010.

왕 진 수 (Jin Soo Wang)



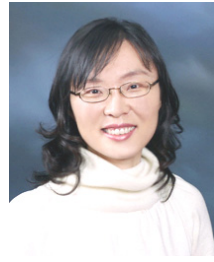
2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사
2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사
2011년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 박사과정
<관심분야> MIMO-OFDM, 부호화 협력, 이동통신, Superposition 부호화 협력

박 진 배 (Jin Bae Park)



2011년 8월 경희대학교 전자공학과 공학사
2011년 9월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
<관심분야> OFDM, 복호 후 전송기반 릴레이 시스템

김 윤 희 (Yun Hee Kim)



1995년 2월 한국과학기술원 전 기밀전자공학과 공학사
1997년 2월 한국과학기술원 전 기밀전자공학과 공학석사
2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원
2000년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사
2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원
2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수, 부교수
2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원
<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호처리, 부호이론