

연관정 후 전달 방식에 대한 전력 분배 전략

정희원 송경영*, 김재홍*, 종신회원 노종선*, 정하봉**

Power Allocation Strategy for Soft-Decision-and-Forward Cooperative Communication System

Kyoung-Young Song*, Jaehong Kim* *Regular Members,*

Jong-Seon No*, Habong Chung** *Lifelong Members*

요약

본 논문은 하나의 소스, 하나의 릴레이, 그리고 하나의 목적 노드가 각각 두 개의 송수신 안테나를 갖는 협력 통신망에서, 연관정 후 전달(soft-decision-and-forward: SDF) 방식의 성능을 쌍 오류 확률(pairwise error probability: PEP)을 이용해 분석한다. 준정지 레일리 페이딩 채널에서 최적 그리고 차선의 전력 분배비를 결정한다. 최적의 전력 분배는 평균 PEP를 최소로 하는 것이나 일반적으로 구하기 어려우므로, 다이렉트와 릴레이 링크의 잡음 대 신호비의 곱(product signal-to-noise ratio: product SNR)을 최대화하는 전력 분배 전략을 고려한다. 모의실험 결과를 통해 높은 SNR 구간에서는 차선의 전력 분배 방식의 성능이 최적의 성능에 근접함을 보인다.

Key Words : Cooperative diversity, power allocation, product signal-to-noise ratio (SNR), soft-decision-and-forward (SDF)

ABSTRACT

In this paper, the performance of the soft-decision-and-forward (SDF) protocol in the cooperative communication network with one source, one relay, and one destination, where each node has two transmit and receive antennas, is analyzed in terms of the bit error rate (BER) obtained from the pairwise error probability (PEP). For the slow-varying Rayleigh fading channel, the optimal and suboptimal power allocation ratios are determined without feedback. The optimal power allocation can be obtained by minimizing the average PEP. For the tractability, an alternative strategy of maximizing the product SNR of direct and relay links, which we call the suboptimal power allocation, is considered. Through the numerical analysis, we show that the performance gap between the suboptimal and the optimal power allocation is negligible in the high SNR region.

I. 서론

최근 무선 통신에서는, 릴레이 노드의 협력을 통해 성능 향상을 도모하는 협력 통신에 관한 많은 연구가 진행되고 있다. 특히, 소스와 릴레이 사이의

협력에 의한 협력 다이버시티 이득이 소개되었다^[1].
^[2]. Lanemann과 Wornell^[3]은 협력 통신망에 시공간 부호(space-time coding)^[4]를 사용하였고 outage 확률과 다이버시티 이득을 유도하였다. Jing과 Hassibi^[5]는 단일 안테나 증폭 후 전달(amplify-and-forward:

※ 본 연구는 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원 [No. 2009-0081441]과 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2008-F-007-02, 3차원 환경에서의 지능형 무선통신 시스템].

* 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 및 뉴미디어통신공동연구소({sky6174, kilmd55}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr)

** 홍익대학교 전자전기공학부(habchung@hongik.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-12-624, 접수일자 : 2009년 12월 16일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 31일

AF) 방식에서의 분산 시공간 부호의 다이버시티 이득과 전력 분배를 쌍 오류 확률 (pairwise error probability: PEP)을 이용하여 분석하였다. AF와 복호 후 전달(decode-and-forward: DF) 방식 이외에도 squaring 방법⁶⁾을 기반으로 하는 분리 후 전달(decouple-and-forward: DCF)을 제안하고, 릴레이 이득을 근사함으로써 비트 오류율 유도하였다⁷⁾. 두 개의 안테나를 갖고 Alamouti 부호⁸⁾를 이용하는 AF와 연판정 후 전달 (soft-decision-and-forward: SDF) 방식의 최대 우도 (maximum-likelihood: ML) 복호기를 직교와 비직교 전송에 대하여 각각 제안하였다⁹⁾. 그러나 AF, SDF 방식의 비트 오류율에 대한 분석이 이루어 지지 않았다.

무선 통신 시스템에서는 자원이 제한되어 있기 때문에 전력 분배가 매우 중요한 문제가 된다. Hasna와 Alouini는 dual-hop relaying 시스템에서의 AF와 DF 방식에 대한 전력 분배 문제를 다루었다¹⁰⁾. 또한 AF에서 평균 잡음 대 신호비(signal-to-noise ratio: SNR)를 최대화하고 outage 확률을 최소화하는 전력 분배 방법을 제안하였는데, 높은 SNR 구간에서 이는 다이렉트와 릴레이 링크의 SNR 곱을 최대화하는 것으로 대체 가능하다¹¹⁾.

본 논문에서는 ML 복호를 사용하는 SDF 방식의 PEP를 이용하여, 준정지 레일리 페이딩 채널에서 채널 상태 정보 (channel state information: CSI)가 송신기로 피드백되지 않을 때의 최적 그리고 차선의 전력 분배에 대해 고려한다. 높은 SNR 구간에서, SNR 곱을 최대화하는 것이 피드백이 없는 준정지 레일리 페이딩 채널에서 차선의 전력분배 방법임을 보일 것이다. S, R 그리고 D는 각각 소스, 릴레이, 그리고 목적 노드를 표시한다.

II장에서는 이 논문에서 논의할 시스템 모델을 기술하고, III장에서 PEP를 구한 후, 이 논문의 핵심 내용인 전력 분배 방식이 IV장에서 논의된다. V장에서 이를 모의실험 결과를 통해 확인하고, 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

각 노드가 2개의 송수신 안테나를 갖는 SDF 협력 통신망⁹⁾은 그림 1과 같다. $\mathbf{A}(a, b)$ 는 기존의 Alamouti 부호 $\begin{bmatrix} a & b \\ -b^* & a \end{bmatrix}$ 를 표시한다. 임의의 2×2 행렬 $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}$ 에 대해서, 4×2 행렬

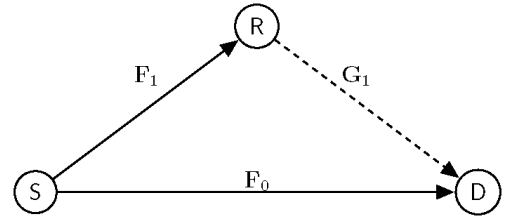


그림 1. 하나의 소스 (S), 하나의 릴레이 (R), 그리고 하나의 목적 (D) 노드로 구성된 협력 통신망.

$$\mathbf{B}' \text{와 벡터 } cv(\mathbf{B}) \text{는 } \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{21}^* & b_{12} & b_{22}^* \\ b_{21} & -b_{11}^* & b_{22} & -b_{12}^* \end{bmatrix}$$

그리고 $cv(\mathbf{B}) = [b_{11} \ b_{21}^* \ b_{12} \ b_{22}^*]^T$ 로 정의된다.

본 논문에서는 단일 릴레이를 갖는 협력 통신망을 고려할 것이다. 전체 송신 전력 P는 S의 송신 전력 P_1 과 R의 송신 전력 P_2 의 합이다. $\mathbf{F}_0, \mathbf{F}_1$ 그리고 \mathbf{G}_1 을 S → D 채널, S → R 채널 그리고 R → D 채널의 레일리 페이딩 행렬이라 하자. 이 행렬들은 2×2 이고 각 원소는 $i, j = 1, 2$ 에 대해 $f_0^{ij} \sim CN(0, \sigma_{SD}^2)$, $f_1^{ij} \sim CN(0, \sigma_{SR}^2)$, 그리고 $g_1^{ij} \sim CN(0, \sigma_{RD}^2)$ 로서 각각 대응되는 채널 경로에 대한 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나 사이의 페이딩 계수를 나타낸다.

신호는 두 phase에 걸쳐 전송된다. Phase 1에서 S는 Alamouti 부호를 이용하여 신호를 R과 D에 전송하므로 R과 D는 다음과 같은 신호들을 받게 된다.

$$\mathbf{Y}_R = \sqrt{\frac{P_1}{2}} \mathbf{X} \mathbf{F}_1 + \mathbf{N}_R$$

$$\mathbf{Y}_{D1} = \sqrt{\frac{P_1}{2}} \mathbf{X} \mathbf{F}_0 + \mathbf{N}_{D1}$$

여기서 $\mathbf{X} = \mathbf{A}(x_1, x_2)$ 는 phase 1에서 S가 전송하는 Alamouti 부호어이고, \mathbf{N}_R 과 \mathbf{N}_{D1} 은 평균이 0이고 분산이 1인 원소를 갖는 2×2 AWGN 행렬이다. R에서는 받은 신호를 최대비 결합(maximal ratio combining: MRC)를 이용하여 다음과 같이 추정한다.

$$\tilde{x} \triangleq [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2] = \lambda \mathbf{F}_1^H \mathbf{Y}_R$$

$$cv(\mathbf{Y}_R) = [y_{11}^{(R)} \ y_{21}^{(R)*} \ y_{12}^{(R)} \ y_{22}^{(R)*}] = \sqrt{\frac{P_1}{2}} \mathbf{F}_1^H \mathbf{x} + cv(\mathbf{N}_R)$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{\|\mathbf{F}_1\|^2 (P_1 \|\mathbf{F}_1\|^2 + 2)}}$$

표 1. 다양한 채널 조건에 대한 최적의 전력 분배비 (α_a^*)

$(\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2)$ \backslash P [dB]	0	2	4	6	8	10	12	14	α_a^*
(1,1,1)	0.979	0.928	0.880	0.835	0.790	0.749	0.711	0.686	0.6765
(1,1,4)	0.829	0.820	0.809	0.801	0.788	0.782	0.778	0.774	0.7688
(1,4,1)	0.841	0.794	0.736	0.691	0.652	0.615	0.584	0.556	0.5932

여기서 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ 는 \mathbf{S} 에서 전송된 신호이고 λ 는 릴레이에서의 전력 이득이다. \mathbf{R} 에서는 연판정 값을 이용하여 얻은 신호를 다음과 같이 Alamouti 부호화하고 이를 \mathbf{D} 로 전송한다.

$$\mathbf{X}_R = \mathbf{A}(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_1^* \end{bmatrix}$$

Phase 2에서 \mathbf{D} 가 수신한 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{Y}_{D2} = \sqrt{\frac{P_2}{2}} \mathbf{X}_R \mathbf{G}_1 + \mathbf{N}_{D2}$$

여기서 \mathbf{N}_{D2} 는 평균이 0이고 분산이 1인 원소를 갖는 2×2 AWGN 행렬이다. 행렬을 벡터 형태로 변환시켜 주면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$cv(\mathbf{Y}_{D2}) = \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{2} \lambda \|\mathbf{F}_1\|^2 \mathbf{G}_1' \mathbf{x} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} \lambda \mathbf{G}_1' \mathbf{F}_1'{}^t cv(\mathbf{N}_R) + cv(\mathbf{N}_{D2})$$

두 phase 동안 \mathbf{D} 가 받은 신호를 벡터 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} cv(\mathbf{Y}_{D1}) \\ cv(\mathbf{Y}_{D2}) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P_1}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_0' \\ \sqrt{\frac{P_2}{2}} \lambda \|\mathbf{F}_1\|^2 \mathbf{G}_1' \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} cv(\mathbf{N}_{D1}) \\ cv(\mathbf{N}_D) \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $cv(\mathbf{N}_D)$ 는 \mathbf{D} 에서의 등가 잡음의 벡터 형태로, 다음과 같이 표현된다.

$$cv(\mathbf{N}_D) = \sqrt{\frac{P_2}{2}} \lambda \mathbf{G}_1' \mathbf{F}_1'{}^t cv(\mathbf{N}_R) + cv(\mathbf{N}_{D2})$$

\mathbf{R} 과 \mathbf{D} 의 잡음 사이의 상관 (correlation)을 무시하면 $K_{\mathbf{n}} = \mathbf{I}_8$ 이 된다 (squaring 방식). 이 논문에서의 모든 분석은 ML 복호만을 고려한다.

III. 쌍 오류 확률

이 장에서는 다이렉트 링크의 SNR과 릴레이 링크의 SNR의 합인, end-to-end SNR을 이용하여 조건부 PEP를 유도한다. 조건부 PEP의 기대값을 구함으로써 SDF 방식의 평균 PEP를 얻을 수 있다.

3.1 End-to-End SNR

ML 복호기를 사용한다는 가정 아래, 순간 (조건부) end-to-end SNR, $\gamma_{\text{eq}|H}$ 는 다음과 같이 두 SNR의 합으로 쓸 수 있다.

$$\gamma_{\text{eq}|H} = \frac{P_1}{2} \|\mathbf{F}_0\|^2 + \frac{P_1 P_2 \|\mathbf{F}_1\|^2 \|\mathbf{G}_1\|^2}{2(P_1 \|\mathbf{F}_1\|^2 + P_2 \|\mathbf{G}_1\|^2 + 2)}$$

이 결과는 기존의 단일 안테나를 가진 AF 방식의 end-to-end SNR과 비슷하다. $\gamma_0 = P_1 \|\mathbf{F}_0\|^2/2$, $\gamma_1 = P_1 \|\mathbf{F}_1\|^2/2$, 그리고 $\gamma_2 = P_2 \|\mathbf{G}_1\|^2/2$ 이라고 두면, 순간 end-to-end SNR은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\gamma_{\text{eq}|H} = \gamma_0 + \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad (2)$$

$\gamma_0 \sim \mathcal{U}(4, \sigma_{SD}^2 P_1/2)$, $\gamma_1 \sim \mathcal{U}(4, \sigma_{SR}^2 P_1/2)$ 그리고 $\gamma_2 \sim \mathcal{U}(4, \sigma_{RD}^2 P_2/2)$ 이다. 여기서 $X \sim \mathcal{U}(K, \Omega)$ 은 확률변수 X 가 각각의 평균이 Ω 인 K 개의 합으로 이루어진 감마 변수임을 의미한다. 높은 SNR 구간에서, (2)는 다음과 같이 근사된다.

$$\gamma_{\text{eq}|\mathbf{H}} \approx \gamma_0 + \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (3)$$

높은 SNR 구간에서는 $\gamma_1, \gamma_2 \gg 1$ 이므로 위와 같은 근사가 가능하다.

3.2 쌍 오류 확률과 다이버시티 이득

식 (1)을 이용하면 조건부 PEP는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}|\mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{1}{2} \|K_{\mathbf{n}}^{-1/2}\mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})\|^2}\right) \quad (4)$$

식 (2) 대신에 식 (3)을 식 (4)에 대입하면 다음과 같은 근사를 얻을 수 있다.

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}|\mathbf{H}) \approx Q\left(\sqrt{\frac{1}{2}\left(\gamma_0 + \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}\right)\delta_{\mathbf{x}}^2}\right) \quad (5)$$

$Q(x) = \int_x^\infty e^{-u^2/2} / \sqrt{2\pi} du$ 이고, $\delta_{\mathbf{x}}^2 = \|\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\|^2$ 이다.

Q -함수의 상한이 다음과 같이 유도되었다^[12].

$$Q(\sqrt{u}) \leq \sum_{n=1}^N a_n \exp(-b_n u)$$

이 논문에서는 $a_1 = \frac{1}{12}$, $a_2 = \frac{1}{4}$, $b_1 = \frac{1}{2}$, $b_2 = \frac{2}{3}$ 를 이용할 것이다.

식 (5)에 위의 Q -함수 근사를 적용하고 \mathbf{H} 에 대하여 평균을 취하면 평균 PEP를 근사할 수 있다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) &\approx \sum_{n=1}^2 a_n E_{\mathbf{H}} \left[\exp\left(-\frac{b_n \delta_{\mathbf{x}}^2}{2} \{\gamma_0 + \mu_H(\gamma_1, \gamma_2)\}\right) \right] \\ &= \sum_{n=1}^2 a_n M_{\gamma_0} \left(\frac{b_n \delta_{\mathbf{x}}^2}{2} \right) M_{\mu_H(\gamma_1, \gamma_2)} \left(\frac{b_n \delta_{\mathbf{x}}^2}{4} \right) \end{aligned}$$

γ_0 와 $\mu_H(\gamma_1, \gamma_2)$ 의 MGF[13]를 위의 식에 대입하면, SDF 프로토콜의 PEP는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) &\approx \sum_{n=1}^2 a_n \left(1 + b_n \frac{\delta_{\mathbf{x}}^2 \sigma_{\mathbf{SD}}^2}{2} \alpha P\right)^{-4} \sum_{k=0}^{\infty} (-b_n \Omega_{\min})^k \\ &\times \frac{(k+7)! \{(k+3)!\}^2 \left(\frac{\Omega_{\min}}{\Omega_{\max}}\right)^4}{k! (2k+7)!} \quad (6) \\ &\times {}_2F_1\left(k+8, k+4; 2k+8; 1 - \frac{\Omega_{\min}}{\Omega_{\max}}\right) \end{aligned}$$

여기서 $\Omega_{\max} = \delta_{\mathbf{x}}^2 P/2 \cdot \max\{\sigma_{\mathbf{SR}}^2 \alpha, \sigma_{\mathbf{RD}}^2 (1-\alpha)\}$ 이고 $\Omega_{\min} = \delta_{\mathbf{x}}^2 P/2 \cdot \min\{\sigma_{\mathbf{SR}}^2 \alpha, \sigma_{\mathbf{RD}}^2 (1-\alpha)\}$ 이며 $\alpha = P_1/P$ 는 전력 분배비이다.

IV. 전력 분배 전략

이 장에서의 SDF 방식의 전력 분배 방식은 레일리 페이딩 행렬의 Frobenius 놈의 제곱인 $\|\mathbf{F}_0\|^2$, $\|\mathbf{F}_1\|^2$ 그리고 $\|\mathbf{G}_1\|^2$, 즉 채널 상태 정보의 피드백 없이 이루어진다. 이 경우, 최적의 전력 분배비는 평균 PEP를 최소화하도록 정해진다. 차선책으로 다이렉트와 릴레이 링크의 두 SNR의 곱을 최대화하도록 전력을 분배하는 것을 고려할 것이다.

최적의 전력 분배비, α_a^o 는 식 (6)의 PEP를 최소화하는 해를 구함으로써 얻을 수 있다.

$$\alpha_a^o = \arg \min_{0 \leq \alpha \leq 1} P(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) \quad (7)$$

모의실험을 통해 얻은 최적의 분배비를 P 와 $(\sigma_{\mathbf{SD}}^2, \sigma_{\mathbf{SR}}^2, \sigma_{\mathbf{RD}}^2)$ 에 따라 표 1에 열거하였다.

PEP의 최소화 문제를 해결하는 것이 매우 어려우므로 \mathbf{S} 가 CSI를 모를 때, 준정지 레일리 페이딩 채널에서의 차선의 전력 분배 방법을 고려해야 한다. AF 방식의 outage 확률은 높은 SNR 구간에서 SNR 곱의 역으로 근사된다^[11]. 두 독립적인 감마 확률 변수의 조화 평균(harmonic mean)의 모멘트를 이용하면, \mathbf{D} 에서의 다이렉트 그리고 릴레이 링크의 두 SNR의 평균 곱은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \prod(\gamma_{\text{eq}}) &\approx E\left[\gamma_0 \frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}\right] = E[\gamma_0] E\left[\frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}\right] \\ &= \frac{8}{9} \sigma_{\mathbf{SD}}^2 P_1 \frac{\Omega_{\min}^5}{\Omega_{\max}^4} {}_2F_1\left(9, 5; 10; 1 - \frac{\Omega_{\min}}{\Omega_{\max}}\right) \end{aligned}$$

예를 들어 $\sigma_{\mathbf{SD}}^2 = \sigma_{\mathbf{SR}}^2 = \sigma_{\mathbf{RD}}^2 = 1$ 인 채널을 고려한다. $1 - (1-\alpha)/\alpha \triangleq x$ 라고 하면 위의 식은 다음과 같이 x 의 함수로 나타내진다.

$$\prod(\gamma_{\text{eq}}) = \frac{4}{9} \frac{(1-x)^5}{(2-x)^2} P^2 {}_2F_1(9, 5; 10; x)$$

수치 해석을 통해 얻은 위 등식의 해는

$x = 0.5218$ 이므로 차선의 전력 분배비는 $\alpha_a^* = 0.6765$ 이다. 같은 방식을 비대칭 채널, $\sigma_{RD}^2/\sigma_{SR}^2 = 4$ 그리고 $\sigma_{RD}^2/\sigma_{SR}^2 = 1/4$ 의 경우에도 각각 적용해 보면, 각각 $\alpha_a^* = 0.7688$ 와 $\alpha_a^* = 0.5932$ 이다. $\sigma_{SR}^2/\sigma_{RD}^2$ 이 커질수록 차선의 전력 분배비는 0으로 접근하고, 반대로 $\sigma_{SR}^2/\sigma_{RD}^2$ 이 작아질수록 차선의 전력 분배비는 1로 접근한다.

V. 모의실험 결과

채널은 주파수 평탄 준정지 레일리 페이딩을 가정한다. 즉, 채널 상태는 한 phase 내에서는 변하지 않고, 다음 phase로 넘어갈 때 독립적으로 변한다. QPSK만을 고려하고, 편의를 위해서 대칭 ($\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2 = 1$)과 비대칭 ($4\sigma_{SR}^2 = \sigma_{RD}^2$ 또는 $\sigma_{SR}^2 = 4\sigma_{RD}^2$) 채널만을 다룬다. 공정한 비교를 위해서 두 phase 동안의 전체 송신 전력은 P로 정한다. 송신기와 수신기에 두 개의 안테나를 갖는 단일 릴레이 협력 통신망을 고려할 것이다.

그림 2와 3은 다른 채널 조건 하에 SDF 방식의 비트 오류율을 나타낸다. 그림 2는 ($\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2$) = (1, 1, 1)인 대칭 채널에서의 SDF 방식의 비트 오류율을 보여준다. 모의실험 결과에 따라 최적의 전력 분배 대신 차선의 방법을 사용함에 따른 성능 저하는 무시할 만한 수준이라는 결론을 내릴 수 있다. 그리고 최적의 전력 분배의 경우 균등하게 전력을 분배했을 때에 비해 0.5 dB의 성능 이득을 보인다.

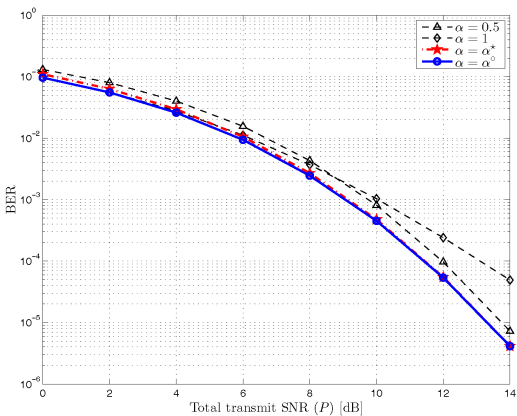


그림 2. 대칭 레일리 페이딩 채널에서 전력 분배비 $\alpha = 0.25, 0.5, 1, \alpha_a^*, \alpha_a^o$ 에 대한 SDF 방식의 비트 오류율 비교

그림 3은 ($\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2$) = (1, 1, 4)인 비대칭 채널에 대한 비트 오류율을 나타낸다. 최적의 전력 분배와 차선의 방법의 성능이 거의 같음을 볼 수 있는데 이는 $R \rightarrow D$ 링크에서의 수신 SNR 증가 때문이다. 반면에 $R \rightarrow D$ 링크가 좋지 않으면 낮은 SNR 구간에서는 $\alpha = 1$ 인 직접 송신이 최적이다. 전체 송신 전력이 증가할수록 SDF 방식의 협력통신망은 직접 송신보다 좋은 성능을 보인다.

둘째로, $\sigma_{SD}^2 = 1, \sigma_{SR}^2 = 4$, 즉 $S \rightarrow D$ 링크보다 $S \rightarrow R$ 링크가 더 좋은 경우의 채널 통계를 고려한다. 그림 5는 ($\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2$) = (1, 4, 1)일 때의 여러 가지 전력 분배에 따른 비트 오류율을 보여 준다. 최적과 차선의 전력 분배 사이의 성능 차이가 매우

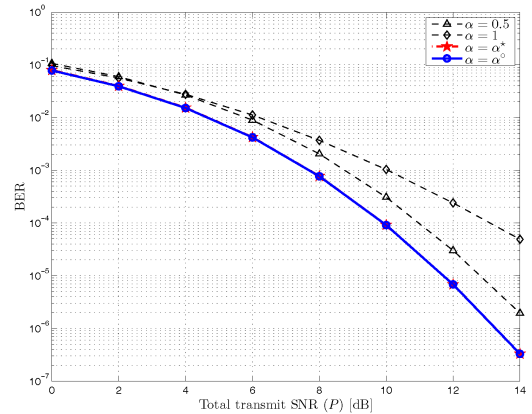


그림 3. ($\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2$) = (1, 1, 4)인 비대칭 레일리 페이딩 채널에서 전력 분배비 $\alpha = 0.25, 0.5, 1, \alpha_a^*, \alpha_a^o$ 에 대한 SDF 방식의 비트 오류율 비교

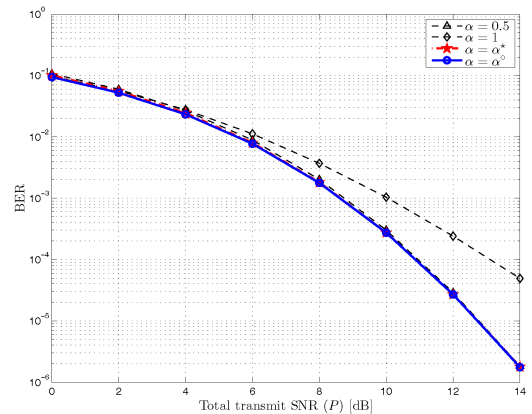


그림 4. ($\sigma_{SD}^2, \sigma_{SR}^2, \sigma_{RD}^2$) = (1, 4, 1)인 비대칭 레일리 페이딩 채널에서 전력 분배비 $\alpha = 0.25, 0.5, 1, \alpha_a^*, \alpha_a^o$ 에 대한 SDF 방식의 비트 오류율 비교

적음을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 **S, R**, 그리고 **D**가 각각 두 개의 안테나를 갖고 Alamouti 부호를 사용하는 단일 릴레이 SDF 방식을 분석하였다. SDF 방식에 대한 PEP를 유도하였다. 그리고 준정지 레일리 페이딩 채널에서 최적의 전력 분배 전략과 SNR 곱이 최대가 되도록 하는 차선의 전력 분배 전략을 제시하였다. 모의실험을 통해 높은 SNR 구간에서 차선의 전력 분배를 사용하는 SDF 방식의 성능이 최적의 전력 분배 시의 성능에 거의 접근함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, "User Cooperation diversity—part I: System description," *IEEE Transactions on Communications*, 51(11), pp.1927-1938, November 2003.

[2] _____, "User Cooperation diversity—part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Transactions on Communications*, 51(11), pp.1939-1948, November 2003.

[3] J. N. Laneman, G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, 49(10), pp.2415-2425, October 2003.

[4] V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance analysis and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(3), pp.744-765, March 1998.

[5] Y. Jing, B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5(12), pp.3524-3536, December 2006.

[6] X. Li, T. Luo, G. Yue, C. Yin, "A squaring method to simplify the decoding of orthogonal space-time block codes," *IEEE Transactions on Communications*, 49(10), pp.1700-1703, October 2001.

[7] I.-H. Lee, D. Kim, "Decouple-and-forward relaying for dual-hop Alamouti transmissions,"

IEEE Communications Letters, 12(2), pp.97-99, February 2008.

[8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8), pp.1451-1458, October 1998.

[9] J.-D. Yang, K.-Y. Song, J.-S. No, D.-J. Shin, "Soft-decision-and-forward protocol for cooperative communication networks based on Alamouti code," in *Proceedings of IEEE ISIT*, 2009, pp.1016-1019.

[10] M. O. Hasna, M.-S. Alouini, "Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(6), pp.1999-2004 November 2004.

[11] X. Deng, M. Haimovich, "Power allocation for cooperative relaying in wireless networks," *IEEE Communications Letters*, 9(11), pp.994-996, November 2005.

[12] M. Chiani, D. Dardari, M. K. Simon, "New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(4), pp.840-845 July 2003.

[13] Y. Han, S. H. Ting, C. K. HO, W. H. Chin, "Performance bounds for two-way amplify-and-forward relaying," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8(1), pp.432-439 January 2009.

[14] R. U. Nabar, H. Bölcskei, F. W. Kneubühler, "Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 22(6), pp.1099-1109, August 2004.

송 경 영 (Kyoung-Young Song)

정회원



2004년 2월 고려대학교 전기
전자전파공학부 공학사
2004년 3월~현재 : 서울대학교
전기·컴퓨터공학부 석·박
사 통합 과정
<관심분야> 협력 통신, 시공간
부호, 오류정정부호, 이동통신

김 재 흥 (Jaehong Kim)

정회원



2008년 2월 서울대학교 전기공학부 공학사
2008년 3월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 석·박사통합 과정
<관심분야> 협력통신, 시공간부호, 정보이론

정 하 봉 (Habong Chung)

종신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1985년 미국 University of Southern California, 전기공학과 공학석사
1988년 미국 University of Southern California, 전기공학과 공학박사

1988년~1991년 미국 뉴욕주립대 전기공학과 조교수
1991년~현재 홍익대학교 전자전기공학부 교수
<관심분야> 부호 이론, 조합수학, 시퀀스 설계, 협력통신, 시공간 부호

노 종 선 (Jong-Seon No)

종신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1984년 2월 서울대학교 전자공학과 석사
1988년 5월 미국 University of Southern California, 전기공학과 공학박사

1988년 2월~1990년 7월 Hughes Network Systems, Senior MTS

1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과 부교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 시퀀스, 협력통신, 시공간부호, 네트워크 코딩, LDPC 부호, OFDM, 이동통신, 암호학