

# 연판정 후 전송 방식을 적용한 다중 안테나 다중 릴레이 협동통신망의 성능 분석

정회원 송 경 영\*, 종신회원 노 종 선\*, 정회원 김 태 근\*\*, 성 준 현\*\*,  
종신회원 임 민 중\*\*\*, 임 대 운\*\*\*\*

## Performance of Multiple-Relay Cooperative Communication Networks under Soft-Decision-and-Forward Protocol

Kyoung-Young Song\* *Regular Member*, Jong-Seon No\* *Lifelong Member*,  
TaeGuen Kim\*\*, Joon Hyun Sung\*\* *Regular Members*,  
Min-Joong Rim\*\*\*, Dae-Woon Lim\*\*\*\*<sup>o</sup> *Lifelong Members*

### 요 약

모든 노드에서 다중 안테나를 갖고 다중 릴레이가 존재하는 협동 통신망을 고려한다. 연판정 후 전송 기법을 적용하여 쌍 오류 확률을 구하고 이를 이용하여 심볼 오류 확률을 유도한다. 하지만 이러한 다중 릴레이 시스템에서 간섭을 피하기 위해 일반적으로 전송률 측면에서 비효율적인 직교 채널의 사용이 요구된다. 이를 해결하기 위해 순시적인 신호 대 잡음의 비가 가장 큰 릴레이를 선택하도록 하는 선택 기법을 적용하고, 이 시스템에 대한 성능을 분석 한다. 또한, 릴레이의 개수가 증가할수록 모든 릴레이를 사용할 때보다 릴레이 선택 기법을 사용했을 때의 성능이 우수함을 보인다.

**Key Words** : Cooperative Diversity, Pairwise Error Probability, Relay Selection, Soft-Decision-and-Forward Protocol, Symbol Error Rate

### ABSTRACT

In this paper, multiple-relay cooperative communication network with multiple antennas is considered. Applying the soft-decision-and-forward protocol to this system, pairwise error probability(PEP) is derived and then symbol error rate(SER) is also calculated. However, in general, signals are transmitted through the orthogonal channel in the multiple-relay cooperative communication network for the prevention of interference, which is inefficient in terms of the throughput. For the improvement of throughput, the relay selection is considered, where the relay having the maximum instantaneous end-to-end signal-to-noise ratio is chosen. Performance of the system is analyzed in terms of PEP and SER. As the number of the relay increases, relay selection method outperforms the conventional multiple-relay transmission system where all relays participate in the second time slot.

※ 본 연구는 SK텔레콤의 연구비 지원, 2010년도 교육과학기술부의 재원으로 한국장학재단의 지원(No. S2-2009-000-02093-1), 2010년도 교육과학기술부의 재원으로 한국연구재단의 지원(No. 2010-0000867), 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업의 지원(No. KI001809, 3차원 환경에서의 지능형 무선통신 시스템)으로 수행되었음.

\* 서울대학교 전기컴퓨터공학부, 뉴미디어통신공동연구소(sky6174@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr)

\*\* SK텔레콤 네트워크 기술원 (dreamfactory@sktelecom.com, joonhyun.sung@sktelecom.com)

\*\*\* 동국대학교 정보통신공학과(minjoong@dongguk.edu, daewoonlim@gmail.com) (°:교신저자)

논문번호 : KICS2010-02-048, 접수일자 : 2010년 2월 2일, 최종논문접수일자 : 2010년 4월 12일

### I. 서 론

무선통신 시스템에서의 신호는 전송 중 장애물 등에 의한 페이딩 및 다른 신호에 의한 간섭 등에 의해 왜곡이 된다. 이러한 신호 왜곡 현상을 해결하기 위한 하나의 방법으로 수신단에서 뿐만 아니라 송신단에서 다중 안테나를 사용하여 구조화된 신호를 전송함으로써 수신 신호의 신뢰도를 향상시키는 시공간 부호가 Tarokh, Seshadri, Calderbank에 의해 제안되었다<sup>[1]</sup>. 하지만 송신단에서 다중 안테나를 사용하는 것은 구현의 문제 등으로 인해 실제 사용이 극히 제한될 수 있다. 이러한 문제 해결과 더불어 음영지역 해소를 위해 하나의 노드가 아닌 다른 노드와의 협력을 통해 신호를 전송하는 협력 통신 기법이 제안되었다<sup>[2][4]</sup>.

Bletsas<sup>[5]</sup> 등은 다수의 릴레이가 존재하는 상황에서 운용 방식에 따른 릴레이 선택을 위한 채널 추정 가능성이 가능함을 설명하였고, Ikki와 Ahmed<sup>[6]</sup>는 증폭 후 전송 기법에서 노드 당 하나의 안테나를 갖는 다수의 릴레이 노드가 있을 때, 가장 좋은 릴레이를 선택하는 것이 전송률이나 비트 오류 측면에서 유리함을 보였다.

이 논문에서는 Alamouti 부호<sup>[7]</sup>를 적용한 연관성 후 전송 방식(SDF; soft-decision-and-forward protocol)<sup>[8]</sup>을 채택한 다중 안테나 다중 릴레이 협력통신망에서 릴레이 선택에 의한 비트 오류를 쌍 오류 확률로부터 계산하고, 이를 릴레이 선택 방식을 고려하지 않은 시스템의 성능과 비교한다. 또한 기존의 방식과 릴레이 선택 기법을 적용한 시스템 모두 최대 다이버시티 차수를 가짐을 보인다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 오류의 유도에 필요한 배경 지식과 연관성 후 전송 방식에 대한 시스템 모델을 설명하고, 직교 채널 다중 릴레이 전송 방식과 릴레이 선택 기법을 설명한다. III장에서는 두 가지 시스템에 대한 쌍 오류 확률을 유도하고, 이를 이용하여 심볼 오류 확률을 계산한다. 두 시스템의 다이버시티 차수 또한 계산된다. IV장에서 모의실험을 통해 수학적 분석의 정확성을 확인하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

설명 편의를 위해 다음과 같은 표기를 사용한다.  $X \sim CN(0, \sigma^2)$ 는 확률 변수  $X$ 는 평균이 0이

고 각 차원당 분산이  $\sigma^2/2$ 인 복소 가우시안 분포를 따름을 의미한다.  $(\cdot)^T, (\cdot)^\dagger, \|\cdot\|$ 은 각각 행렬에 대해 전치행렬, 켈레 전치 행렬, Frobenius norm을 나타낸다.  $\mathbf{0}_n$ 과  $\mathbf{I}_n$ 은  $n \times n$  영행렬과 단위행렬을 의미한다. 복소수에 대해,  $|\cdot|, \Re(\cdot), (\cdot)^*$ 는 각각 절대치, 실수부, 복소 켈레수를 나타낸다.

### II. 예비지식 및 시스템 모델

이 장에서는 Rayleigh 확률 변수와 관련된 확률 밀도 함수 (PDF; probability density function)와 모멘트 생성 함수 (MGF; moment generating function)에 대해 살펴보고, 다중 안테나 다중 릴레이를 갖는 협력통신망에서 SDF 기법에 대한 시스템 모델을 정리한다.

#### 2.1 확률적 배경 지식

확률 변수  $X$ 가 각각의 평균이  $\beta$ 인  $K(K \in \mathbb{Z}^+)$ 개의 독립적인 지수 확률 변수의 합을 나타낼 때,  $X$ 는 다음과 같은 PDF를 갖는 감마 확률 분포를 따르고,  $X \sim \mathcal{U}(K, \beta)$ 로 나타낸다.

$$f_X(x; K, \beta) = x^{K-1} \frac{e^{-\frac{x}{\beta}}}{\beta^K (K-1)!} \quad (1)$$

$X_1 \sim \mathcal{U}(K, \beta_1)$ 과  $X_2 \sim \mathcal{U}(K, \beta_2)$ 를 독립인 gamma 확률 변수라 할 때, 이것들의 조화 평균  $\mu_H(X_1, X_2) = \frac{2X_1X_2}{X_1+X_2}$ 의  $n$ 차 모멘트는 수식 (2)와 같다. 여기서  $\beta_{\max} = \max(\beta_1, \beta_2)$ ,  $\beta_{\min} = \min(\beta_1, \beta_2)$ 이고  $F(a, b; c; x)$ 는 가우스 초기하 함수<sup>[9]</sup>이다.  $X \sim \mathcal{U}(K, \beta)$ 의 MGF는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathcal{M}_X(s) = \mathcal{E}[e^{-sX}] = (1 + \Omega s)^{-K} \quad (3)$$

두 개의 독립적인 감마 확률 변수  $X_1 \sim \mathcal{U}(K, \beta_1)$ 과  $X_2 \sim \mathcal{U}(K, \beta_2)$ 의 조화 평균의 MGF는 지수 함수의 Taylor 시리즈 전개를 이용하여 다음과 같이 쓸 수 있다<sup>[10],[11]</sup>.

$$\mathcal{E}[\mu_H(X_1, X_2)^n] = \frac{\Gamma(2K+n)}{\Gamma(K)^2} \frac{\Gamma(K+n)^2}{\Gamma(2K+2n)} \frac{\beta_{\min}^{K+n}}{\beta_{\max}^K} F\left(2K+n, K+n; 2K+2n; 1 - \frac{\beta_{\min}}{\beta_{\max}}\right) \quad (2)$$

$$\mathcal{M}_{\mu_H(X_1, X_2)}(s) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-s)^n}{n!} \mathcal{E} [\mu_H(X_1, X_2)^n] \quad (4)$$

만약,  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ 이면 위의 식은 다음과 같이 간단히 정리할 수 있다.

$$\mathcal{M}_{\mu_H(X_1, X_2)}(s) = F\left(K; 2K; K + \frac{1}{2}; -\frac{\beta}{4}s\right) \quad (5)$$

### 2.2 SDF 기법

이 절에서는 두 가지 시스템을 비교한다. 하나는 직교 채널을 이용하는 기존의 중계 방식으로 이를 ‘시스템 A’이라 하고, 이와 달리 순시적인 릴레이 링크의 신호대 잡음비(SNR; signal-to-noise ratio)가 최대가 되는 릴레이를 선택하는 방식을 ‘시스템 B’라 한다. 그림 1은 이 논문에서 고려하는 하나의 소스(S), M개의 릴레이(R<sub>m</sub>), 하나의 데스티네이션(D)를 갖는 협력 통신망을 보여준다. 각 노드는 두 개의 송신안테나와 두 개의 수신안테나를 갖는다고 가정한다.

심볼 a와 b를 전송하는 Alamouti 부호를 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{A}(a, b) = \begin{bmatrix} a & b \\ -b^* & a^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

입력의 2×2 행렬  $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}$ 에 대해 4×2 행렬  $\mathbf{B}'$ 과 4×1 벡터  $cv(\mathbf{B})$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{21}^* & b_{12} & b_{22}^* \\ b_{21} - b_{11}^* & b_{22} - b_{12}^* \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

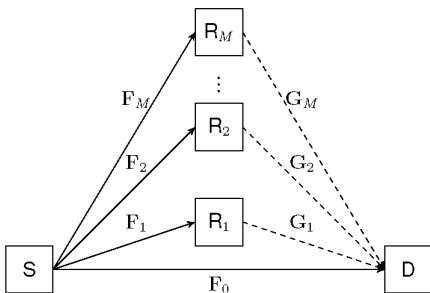


그림 1. 다중 릴레이 협력통신망

$$cv(\mathbf{B}) = [b_{11} \ b_{21}^* \ b_{12} \ b_{22}^*]^T \quad (8)$$

S→D, S→R<sub>m</sub>, R<sub>m</sub>→D의 각 채널은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_{SD}^2$ ,  $\sigma_{SR}^2$ ,  $\sigma_{RD}^2$ 인 Rayleigh 페이딩을 겪는다고 가정한다. 즉,  $f_0^{ij} \sim CN(0, \sigma_{SD}^2)$ ,  $f_m^{ij} \sim CN(0, \sigma_{SR}^2)$ ,  $g_m^{ij} \sim CN(0, \sigma_{RD}^2)$ 이다.  $f_0^{ij}$ ,  $f_m^{ij}$ ,  $g_m^{ij}$ 는 각각  $\mathbf{F}_0$ ,  $\mathbf{F}_m$ ,  $\mathbf{G}_m$ 의 i행 j열의 원소로서 S의 i번째 안테나에서 D의 j번째 안테나로의 경로 이득, S의 i번째 안테나에서 R<sub>m</sub>의 j번째 안테나로의 경로 이득, R<sub>m</sub>의 i번째 안테나에서 D의 j번째 안테나로의 경로 이득을 나타낸다.

#### 2.2.1 시스템 A: 직교 채널 전송 방식

그림 2는 직교 채널을 이용하는 다중 릴레이 협동통신망의 신호 전송을 보여준다. 타임 슬롯 1에서 S는 R<sub>m</sub>, m=1, ..., M과 D로 신호를 브로드캐스팅하고, 타임 슬롯 2~(M+1)에서는 각 릴레이에서 S로부터 받은 신호를 연판정하여 각각 D로 전송한다. D와 R<sub>m</sub>, m=1, ..., M에서 수신되는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}_D^1 = \sqrt{\frac{E_S}{2}} \mathbf{X} \mathbf{F}_0 + \mathbf{N}_D^1 \quad (9)$$

$$\mathbf{Y}_R^m = \sqrt{\frac{E_S}{2}} \mathbf{X} \mathbf{F}_m + \mathbf{N}_R^m \quad (10)$$

여기서 E<sub>S</sub>는 S에서 전송되는 신호의 전력을 나타내고,  $\mathbf{X} = \mathbf{A}(x_1, x_2)$ 는 S에서 전송되는 부호어를 나타낸다.  $\mathbf{N}_D^1$ 와  $\mathbf{N}_R^m$ 은 타임 슬롯 1에서 D와 R<sub>m</sub>에서의 가산성 백색 잡음으로 평균이 0이고 분산은 1로 가정한다. 따라서 E<sub>S</sub>는 S에서의 전송 SNR로 간주할 수 있다.

Time	1	2	3	...	M+1
Tx					
S	R <sub>1</sub> ... R <sub>m</sub> D				
R <sub>1</sub>		D			
R <sub>2</sub>			D		
⋮				⋮	
R <sub>M</sub>					D

그림 2. 시스템 A의 신호 전송 순서

각 릴레이에서는 S로부터 수신한 신호를 다음과 같은 최대비 결합(maximal ratio combining)을 이용하여 연판정한다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_m = [\tilde{x}_1^m \quad \tilde{x}_2^m]^T = \lambda_m (\mathbf{F}'_m)^{\dagger} cv(\mathbf{Y}_R^m) \quad (11)$$

여기서  $cv(\mathbf{Y}_R^m) = \sqrt{\frac{E_S}{2}} \mathbf{F}'_m \mathbf{x} + cv(\mathbf{N}_R^m)$ ,  $\lambda_m = \sqrt{\frac{2}{\|\mathbf{F}_m\|^2 (E_S \|\mathbf{F}_m\|^2 + 2)}}$ ,  $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T$ 이다. 각 릴레이에서 얻어진 신호들은 다시 Alamouti 부호를 이용하여 다시 D로 전송된다. 이 경우, S에서 첫 번째 타임 슬롯에서 전송한 신호를 다시 보낼 수 있지만 이 경우, 시스템의 분석이 복잡해지므로 이 논문에서는, 두 번째 타임 슬롯에서는 S에서의 신호 전송은 없다고 가정한다.

$$\mathbf{Y}_D^{m+1} = \sqrt{\frac{E_R^m}{2}} \mathbf{X}_R^m \mathbf{G}_m + \mathbf{N}_D^{m+1}, \quad m = 1, \dots, M \quad (12)$$

여기서  $E_R^m$ 는  $R_m$ 에서의 전송 SNR로 간주할 수 있고,  $E_S + \sum_m E_R^m = E_{total}$ 이다. 수식 (12)는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$cv(\mathbf{Y}_D^{m+1}) = \sqrt{\frac{E_S E_R^m}{4}} \lambda_m \|\mathbf{F}_m\|^2 \mathbf{G}'_m \mathbf{x} + cv(\mathbf{N}_D^{m+1}) \quad (13)$$

여기서  $cv(\mathbf{N}_D^{m+1}) = \sqrt{\frac{E_R^m}{2}} \lambda_m \mathbf{G}'_m (\mathbf{F}'_m)^{\dagger} cv(\mathbf{N}_R^m) + cv(\mathbf{N}_D^{m+1})$ 이므로, 타임 슬롯 1 ~ (M+1)동안 에서 수신된 신호는 수식 (14)와 같이 쓸 수 있다. 따라서 E2E (end-to-end) SNR은 다음과 같다.

$$\gamma_{total} = \gamma_{SD} + \sum_{m=1}^M \left( \frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D} + 1} \right) \quad (15)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} cv(\mathbf{Y}_D^1) \\ cv(\mathbf{Y}_D^2) \\ \vdots \\ cv(\mathbf{Y}_D^{M+1}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\sqrt{\frac{E_S}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{F}'_0 \\ \sqrt{E_R^1/2} \lambda_1 \|\mathbf{F}_1\|^2 \mathbf{G}'_1 \\ \vdots \\ \sqrt{E_R^M/2} \lambda_M \|\mathbf{F}_M\|^2 \mathbf{G}'_M \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} cv(\mathbf{N}_D^1) \\ cv(\mathbf{N}_D^2) \\ \vdots \\ cv(\mathbf{N}_D^{M+1}) \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}} \quad (14)$$

$$\text{여기서 } \gamma_{SD} = E_S \|\mathbf{F}_0\|^2 / 2, \quad \gamma_{SR_m} = E_S \|\mathbf{F}_m\|^2 / 2, \\ \gamma_{R_m D} = E_R^m \|\mathbf{G}_m\|^2 / 2 \text{이다.}$$

### 2.2.2 시스템 B: 릴레이 선택 방식

그림 3은 순시적인 E2E SNR이 가장 큰 릴레이가 타임 슬롯 2에서 전송에 참여하는 방식을 나타낸다. 타임 슬롯 1에서는 직교 채널 전송 방식과 같은 신호가 D로 전송된다. 각 릴레이  $R_m$ 는 S→ $R_m$  링크와  $R_m$ →D 링크의 채널 상태를 알 수 있다<sup>[5]</sup>. 각 릴레이에 대한 순시적인 SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma_{S \rightarrow R_m \rightarrow D} = \frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D} + 1} \quad (16)$$

따라서 릴레이 선택 기법을 사용했을 때, 전체 E2E SNR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\gamma_{total} = \gamma_{SD} + \max_m \left( \frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D} + 1} \right) \quad (17)$$

$\hat{m} = \arg \max_m \gamma_{S \rightarrow R_m \rightarrow D}$ 라 할 때, 타임 슬롯 2에서 D의 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}_D^2 = \sqrt{\frac{E_R^{\hat{m}}}{2}} \mathbf{X}_R^{\hat{m}} \mathbf{G}_m + \mathbf{N}_D^2 \quad (18)$$

	Time	1	2
Tx			
S		$R_1 \dots R_m$ D	
$R_m$			D

그림 3. 시스템 B의 신호 전송 순서

### 2.3 최대 우도 복호기

#### 2.3.1 시스템 A

D에서 다음과 같은 최대 우도(ML; maximum-likelihood) 복호기를 이용하여 복호할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \arg \min_{\mathbf{x}} [(\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})^\dagger \mathbf{K}_n^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})] \\ &= \arg \min_{\mathbf{x}} [\mathbf{x}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{x} - 2\Re \{ \mathbf{y}^\dagger \mathbf{K}_n^{-1} \mathbf{H} \mathbf{x} \}] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서  $\mathbf{K}_n = \mathcal{E} [\mathbf{nn}^\dagger] = \text{diag}(\mathbf{I}_p, \mathbf{K}_{\alpha(\mathbf{N}_b)}, \dots, \mathbf{K}_{\alpha(\mathbf{N}_b^M)})$

이고,  $\mathbf{K}_{\alpha(\mathbf{N}_b^M)} = \mathbf{I}_4 + \mathbf{E}_R / (\mathbf{E}_S \|\mathbf{F}_m\|^2 + 2) \cdot \mathbf{G}_m' \mathbf{G}_m^\dagger$ 이다.

$\mathbf{y}^\dagger \mathbf{K}_n^{-1} \mathbf{H} = [\eta_1 \eta_2]$ 라 할 때, 수식 (19)를 정리하면 식 (20)과 같이 쓸 수 있다.

#### 2.3.2 시스템 B

시스템 B에 대한 ML 복호기는 시스템 A에 대한 복호기와 같은 원리이지만 모든 릴레이를 사용하지 않고, 순시적인 E2E SNR이 가장 큰 릴레이에 서만 신호를 전송하므로, 식 (20)보다 간단한 복잡도를 갖는 ML 복호를 수행한다.

### III. 오류 확률 및 다이버시티 차수 분석

이 장에서는 시스템 A에 대한 PEP를 유도한 후, SER을 계산한다. 시스템 A에 대한 PEP는 정교한 바운딩 기법을 사용하지만, 시스템 B의 PEP 유도는 매우 어려우므로, PEP에 대한 근사를 이용하여 다이버시티 차수만 확인한다.

### 3.1 쌍 오류 확률

#### 3.1.1 시스템 A

D에서 ML 복호기를 사용하고 균등한 전력 할당을 가정한다. 즉,  $E_S = E_R^m = E_{\text{total}} / (M+1)$ 이다.

조건부 PEP는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{H}) = Q \left( \sqrt{\frac{1}{2} \left\| \mathbf{K}_n^{-\frac{1}{2}} \mathbf{H} (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \right\|^2} \right) \quad (21)$$

SNR이 큰 영역에서는, E2E SNR을 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\gamma_{\text{total}} = \gamma_{\text{SD}} + \sum_{m=1}^M \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_m} \gamma_{\text{R}_m \text{D}}}{\gamma_{\text{SR}_m} + \gamma_{\text{R}_m \text{D}}} \right) \quad (22)$$

이를 이용하면 조건부 PEP는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}} | \mathbf{H}) = Q \left( \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \gamma_{\text{SD}} + \sum_{m=1}^M \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_m} \gamma_{\text{R}_m \text{D}}}{\gamma_{\text{SR}_m} + \gamma_{\text{R}_m \text{D}}} \right) \right\} \delta_{\mathbf{x}}^2} \right)$$

여기서  $\delta_{\mathbf{x}}^2 = \|\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}\|^2$ 이다. Q-함수의 바운딩 기법 [12]을 이용하여 위 수식에 조건부 PEP에 대한 평균을 취하면 수식 (23)과 같은 PEP를 얻을 수 있다. 모든 릴레이 링크에 대한 채널 통계가 같고,

$Q(x) \approx \frac{1}{12} e^{-\frac{x^2}{2}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{2x^2}{3}}$ 의 관계<sup>[12]</sup>를 이용하면

$$\hat{x}_i = \arg \min_{x_i} \left[ \left( \frac{E_S}{2} \|\mathbf{F}_0\|^2 + \sum_{m=1}^M \frac{E_S E_R^m \|\mathbf{F}_m\|^2 \|\mathbf{G}_m\|^2}{2(E_S \|\mathbf{F}_m\|^2 + E_R^m \|\mathbf{G}_m\|^2 + 2)} \right) |x_i|^2 - 2\Re \{ \eta_i x_i \} \right], \quad i = 1, 2 \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) &= \mathcal{E} \left[ Q \left( \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \gamma_{\text{SD}} + \sum_{m=1}^M \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_m} \gamma_{\text{R}_m \text{D}}}{\gamma_{\text{SR}_m} + \gamma_{\text{R}_m \text{D}}} \right) \right\} \delta_{\mathbf{x}}^2} \right) \right] \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \mathcal{E} \left[ \exp \left( -b_n \delta_{\mathbf{x}}^2 \left\{ \gamma_{\text{SD}} + \sum_{m=1}^M \mu_H(\gamma_{\text{SR}_m}, \gamma_{\text{R}_m \text{D}}) \right\} \right) \right] \end{aligned} \quad (23)$$

$$\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}) = \frac{1}{12} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{SD}}} \left( \frac{\delta_{\mathbf{x}}^2}{4} \right) \left[ \mathcal{M}_{\mu_H(\gamma_{\text{SR}_m}, \gamma_{\text{R}_m \text{D}})} \left( \frac{\delta_{\mathbf{x}}^2}{8} \right) \right]^M + \frac{1}{4} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{SD}}} \left( \frac{\delta_{\mathbf{x}}^2}{3} \right) \left[ \mathcal{M}_{\mu_H(\gamma_{\text{SR}_m}, \gamma_{\text{R}_m \text{D}})} \left( \frac{\delta_{\mathbf{x}}^2}{6} \right) \right]^M \quad (24)$$

$$Q_c(2d) = \frac{1}{12} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{SD}}} (d^2) \left[ \mathcal{M}_{\mu_H(\gamma_{\text{SR}_m}, \gamma_{\text{R}_m \text{D}})} \left( \frac{d^2}{2} \right) \right]^M + \frac{1}{4} \mathcal{M}_{\gamma_{\text{SD}}} \left( \frac{4d^2}{3} \right) \left[ \mathcal{M}_{\mu_H(\gamma_{\text{SR}_m}, \gamma_{\text{R}_m \text{D}})} \left( \frac{2d^2}{3} \right) \right]^M \quad (25)$$

식 (24)와 같은 쌍 오류 확률을 구할 수 있다. 식 (24)를 일차원 오류 심볼 확률<sup>[13]</sup>이라 하고  $Q_c(2d)$ 라 정의하자 (식(25)). 여기서  $2d$ 는 성상점에서 인접한 점들 사이의 거리이고,  $d_x^2 = 4d^2$ 이다. QPSK를 적용했을 때의 SER은 다음과 같다.

$$P_s = 2Q_c(2d) - Q_c^2(2d) \quad (26)$$

### 3.1.2 시스템 B

릴레이 선택 기법이 적용된 시스템에 대한 PEP를 구하기 위해서는 임의의 릴레이  $R_{\hat{m}}$ 이 선택되었을 경우의 MGF를 구해야 한다. 높은 SNR 영역에서는 다음과 같이 E2E SNR을 간단히 할 수 있다.

$$\frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D} + 1} \approx \frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D}}$$

위의 관계를 이용하면 시스템 B에 대한 조건부 PEP는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{H}) = Q \left( \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \gamma_{SD} + \max_m \left( \frac{\gamma_{SR_m} \gamma_{R_m D}}{\gamma_{SR_m} + \gamma_{R_m D}} \right) \right\}} \right)$$

또한 시스템 B는 두 번째 타임 슬롯에서 하나의 릴레이가 전송에 참여하므로 균등 전력 할당 기법을 적용하면  $E_S = E_R = E_{\text{total}}/2$ 이다. 하지만 시스템 B에 대한 PEP를 정확하게 유도하는 것은 매우 어려운 문제이다.

## 3.2 다이버시티 차수

### 3.2.1 시스템 A

식 (24)에서 PEP는 MGF의 곱으로 표현된다. S→D 링크의 다이버시티 차수는 4이다. 릴레이 링크의 성능은 식 (5)에서  $K=4$ 에 대응된다.

$$\begin{aligned} & {}_2F_1(4, 8; 4.5; -x) \\ &= \int_0^1 t^3 (1-t)^{-0.5} (1+xt)^{-8} dt \\ &\approx \frac{1}{107520(x+1)^7} (768x^3 + 5882x^2 + 20672x) \end{aligned}$$

S→ $R_m$ →D 링크의 다이버시티 차수 또한 4이므로 시스템 A은  $4(M+1)$ 의 다이버시티 차수를 가

짐을 알 수 있다.

### 3.2.2 시스템 B

시스템 B의 다이버시티를 구하는데 있어 문제는 조화평균의 max 분포를 구하기가 어렵다는데 있다. max 분포를  $\infty$ -norm에 대한 분포로 바꾸어서 문제를 풀 수 있다.

$$\Pr(X_{\max} \leq x) = \Pr(\lim_{r \rightarrow \infty} [X_1^r + \dots + X_M^r \leq x^r])$$

따라서  $\mathcal{M}_{\gamma_{\max}}(s) = \mathcal{M}_{\sum_{m=1}^M \gamma_m^r}(s) = [\mathcal{M}_{\gamma_m^r}(s)]^M$ 의 관계를 이용하면  $\mathcal{M}_{\gamma_m^r}(s)$ 의 다이버시티만 구하면 된다. Fox's H-function<sup>[14]</sup>을 확률분포에 적용하고  $r$ 에 대한 극한을 취하면  $\gamma_{\max}$ 의 MGF는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\max}}(s) = [c(E_{\text{total}})^{-4}]^M$$

시스템 A와 마찬가지로 시스템 B의 다이버시티 차수 또한  $4(M+1)$ 을 가짐을 알 수 있다.

## IV. 모의실험 결과

이 장에서는 시스템 A와 시스템 B의 성능을 SER 관점에서 모의실험을 통하여 비교한다. 준정지 채널, 즉, 하나의 블록에서는 채널이 변하지 않고, 블록 간의 채널은 독립적으로 변한다고 가정한다.  $\sigma_{SD}^2 = \sigma_{SR_m}^2 = \sigma_{R_m D}^2 = 1$ 인 Rayleigh 페이딩 채널을 가정한다. 수신단에서는 채널 상태를 순시적으로 알 수 있고, 시스템 B에서 릴레이들은 자신들이 관련된 링크의 채널 상태에 대한 노름(norm) 정보를 알 수 있다고 가정한다. QPSK 변조가 사용되고, 각 노드는 모두 두 개의 송수신 안테나를 갖고, 두 시스템 모두 S와 R에서 보내는 전력의 합은  $E_{\text{total}}$ 이라고 가정한다. 여기서  $E_{\text{total}} = P$ 이다.

그림 4는 시스템 A에 대한 SER 성능을 나타낸다. 실선은 모의실험 결과로서 낮은 SNR에서는 릴레이를 적게 사용하는 것이 좋은 성능을 보인다. 이는 식 (24)로부터 설명할 수 있다. 낮은 SNR 영역에서는 릴레이 링크의 SNR이 직접 링크의 SNR보다 작은 값을 가질 수 있기 때문에 성능의 역전이 발생할 수 있다. 이로부터 SNR이 높아질수록 많은

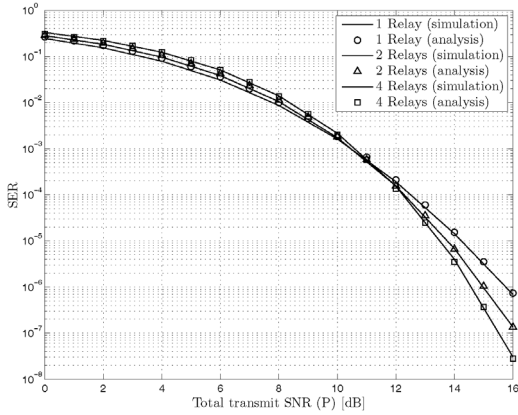


그림 4. 시스템 A의 SER

릴레이를 이용하여 전송하는 것이 좋음을 확인할 수 있다. 또한 식 (26)을 이용하여 구한 수치적 결과가 모의실험 결과와 높은 SNR 영역에서 잘 맞음을 확인할 수 있다.

그림 5는 시스템 A에 대한 전력 배분에 따른 SER 성능을 나타낸다. ‘Non-uniform (비균등)’에 대한 전력 할당은 다음과 같다.

$$E_S = E_{total}/2, \quad E_R^m = E_{total}/(2M)$$

식 (24)와 (25)로부터, 릴레이 개수가 증가할수록 릴레이 링크의 SER에 대한 영향이 커지기 때문에, ‘non-uniform’ 전력 할당보다는 ‘uniform (균등)’ 전력 할당을 사용했을 때의 성능이 좋다.

그림 6은 시스템 A와 시스템 B의 성능 비교를 보여준다. 시스템 A은 낮은 SNR 영역에서 릴레이

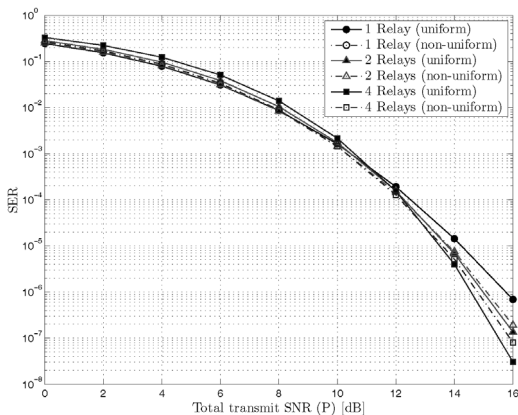


그림 5. 전력 할당 방법에 따른 시스템 A의 성능 비교

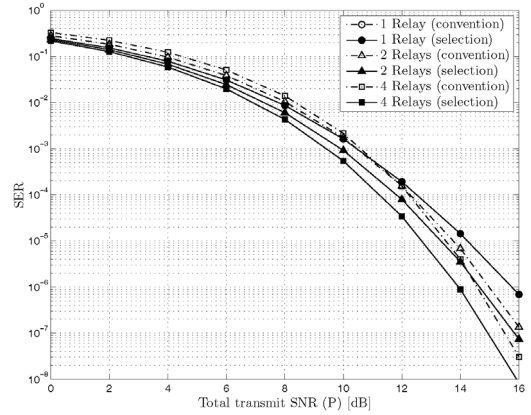


그림 6. 시스템 A와 시스템 B의 성능 비교 (시스템 A: convention, 시스템 B: selection)

를 많이 사용할수록 성능 열화를 보였지만, 시스템 B에서는 릴레이 개수가 많을수록 항상 낮은 SER를 갖는다. 또한, 시스템 B의 성능이 시스템 A에 비해 모든 SNR 영역에서 나은 성능을 보임을 확인할 수 있다.

## V. 결론

이 논문에서는 각 노드 당 두 개의 송수신 안테나를 갖고, 여러 개의 릴레이를 갖는 협동 통신망에서 릴레이 선택 기법이 적용되었을 때(시스템 B)와 그렇지 않을 때(시스템 A)의 SER를 비교하였다. 시스템 A에 대한 SER를 분석하고, 이로부터 최대 차수의 다이버시티를 얻음을 확인하였다. 시스템 B는 시스템 A에 비해 좋은 SER를 갖고 기율기가 유사하므로 시스템 B도 최대 다이버시티를 얻음을 유추할 수 있고, 이를 수식적으로도 확인하였다. 더불어 시스템 B는 시스템 A에 비해 throughput 관점에서도 큰 이득이 있음을 확인할 수 있었다.

## 참고 문헌

- [1] 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.
- [2] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, “User cooperation diversity -- Part I: System description,” *IEEE Transactions on Communi-*

cations, 51(11), pp.1927-1938, November, 2003.

[3] A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, "User cooperation diversity -- Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Transactions on Communications*, 51(11), pp.1939-1948, November, 2003.

[4] A. Nosratinia, T. Hunter, A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Communications Magazine*, 42(10), pp.74-80, October, 2004.

[5] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, A. Lippman, "A simple cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(3), pp. 659-672, March, 2006.

[6] S. S. Ikki, M. H. Ahmed, "Performance of multiple-relay cooperative diversity systems with best relay selection over Rayleigh fading channels," *EURASIP Journal of Advanced Signal Processing*, 11(4), pp.1-7, 2008.

[7] 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.

[8] 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.

[9] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 6th ed., Orlando, FL: Academic Press, 2002.

[10] 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.

[11] M. O. Hasna, M.-S. Alouini, "Harmonic mean and end-to-end performance of transmission system with relays," *IEEE Transactions on Communications*, 52(1), pp.130-135, January, 2004.

[12] M. Chiani, D. Dardari, "Improved exponential bounds and approximation for the Q-function

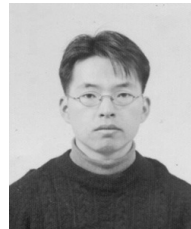
with application to average error probability computation," in *Proceedings of IEEE GLOBECOM*, 2002, pp.1399-1402.

[13] S.-H. Kim, I.-S. Kang, and J.-S. No, "Symbol error probability of orthogonal space-time block codes with QAM in slow Rayleigh fading channel," *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E87-B, No.1, pp.97-103, January, 2004.

[14] A. A. Kilbas and M. Saigo, *H-Transform: Theory and Applications*, Chapman & Hall, 2004.

송 경 영 (Kyoung-Young Song)

정회원



2004년 고려대학교 전기전자전  
파공학부 공학학사(부전공: 수  
학)

2004년~현재 서울대학교 전기컴  
퓨터공학부 석·박사통합과정  
<관심분야> 시공간 부호, 협력  
통신, 오류정정부호

노 종 선 (Jong-Seon No)

종신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공  
학과 공학학사

1984년 2월 서울대학교 전자공  
학과 공학석사

1988년 5월 University of  
Southern California, 전기공  
학과 공학박사

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

1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과 부  
교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기컴퓨터공학부 교수  
<관심분야> 시퀀스, 시공간부호, LDPC 부호, OFDM,  
이동통신, 암호학



김 태 근(TaeGuen Kim)

정회원

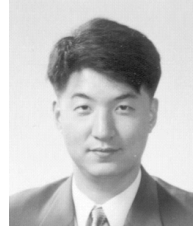


2003년 연세대학교 전기전자공학  
부 공학학사  
2005년 연세대학교 전기전자공학  
부 공학석사  
2005~현재 SK Telecom Network  
기술원 연구원  
<관심분야> 이동통신, N/W

optimization, 협력통신

임 민 중(Min-Joong Rim)

중신회원



1987년 서울대학교 전자공학과  
학사  
1993년 University of Wiscon-  
sin-Madison, Electrical and  
Computer Engineering 박사  
1993년~2000년 삼성전자 선임연  
구원

2000년~현재 동국대학교 IT학부 정보통신공학전공  
부교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신, 통신 VLSI, 통신  
소프트웨어

성 준 현(SUNG, Joon Hyun)

정회원



1996년 서울대학교 전기공학부  
학사  
1998년 서울대학교 전기공학부  
석사  
2004년 Georgia Institute of  
Technology 박사  
2004년~2008년 삼성종합기술원,

전문연구원

2008년~2009년 SK 텔레콤 Network기술원, Manager  
2010년~현재 SK주식회사 Technology Innovation  
Center, PL

<관심분야> OFDM, MIMO, 협력통신, Multi-Hop  
Relay

임 대 운(Dae-Woon Lim)

중신회원



1994년 2월 한국과학기술원 전  
기및전자공학과 학사  
1997년 2월 한국과학기술원 전  
기및전자공학과 석사  
2006년 8월 서울대학교 전기·  
컴퓨터공학부 박사  
1995년 9월~2002년 8월 LS산

전선임 연구원

2006년 9월~현재 동국대학교 IT학부 정보통신공학  
전공 조교수

<관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호