

협력 다이버시티 기술

김중빈 | 김동우

한양대학교

요약

협력 다이버시티 기술은 최근 수년간 MIMO(Multiple-Input-Multiple-Output) 기술의 실질적인 대안으로, 애드 혹 네트워크에서의 MIMO 기술로, 셀룰러 시스템에서의 커버리지 확장 기술로 주목을 받아 왔다. 따라서, 협력 다이버시티 기술은 응용 목표에 따라 방식이 다르게 존재하게 된다. 이 논문에서는 기존의 협력 다이버시티 기술들을 몇 가지 일관된 기준으로 분류하여 보고, 이 분야에서 미진한 연구 방향으로 다중사용자 환경에서의 협력 다이버시티 기술과 다중 안테나 노드를 위한 협력 다이버시티 기술을 제시한다.

1. 서론

협력 다이버시티(cooperative diversity)는 소스 노드(source node)와 목적지(destination) 노드 사이에 위치한 중계(relay)노드들이 소스 노드로부터 전송된 신호가 페이딩에 의해 신호세기가 감쇠될 때 이를 보완하는 하는 역할을 해주는 기법이다. 협력 다이버시티 연구 모델은 중계 노드의 개수와 소스 노드와 목적지 노드 간의 채널의 유무에 따라 (그림 1)과 같이 구분할 수 있다. (그림 1(a))는 소스 노드(S로 표기)와 목적지 노드(D로 표기) 간의 직접 채널이 없다고 가정하는 모델로서 중계 노드(R로 표기)가 주로 S-D 간의 거리에 의한 신호 감쇠를 줄여 주는 역할을 한다. 이 모델은

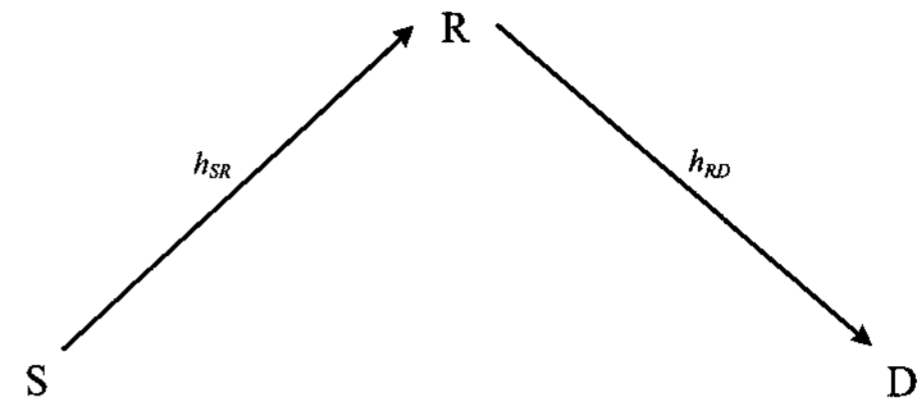
커버리지 확장형 협력 다이버시티 모델로 문헌에서는 듀얼 홉 중계 (dual-hop relay) 모델로 불리기도 한다. S-D 간의 직접 채널의 크기가 무시할 정도로 작은 값을 갖지 않는 이상 (그림 1(b))와 같이 직접 채널을 고려하는 모델이 고려되어야 한다. 목적지 노드 D에서 수신되는 신호는 S-D 채널과 R-D 채널의 독립적인 채널로 이루어지므로 D에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이 때, S와 R이 다중 송신 안테나 (multiple transmit antenna)의 역할을 하게 되므로 협력 다이버시티 시스템을 Virtual Multiple-Input-Multiple-Output(MIMO) 시스템이라 부르기도 한다. 중계 노드의 개수가 많아지면 협력 다이버시티 이득도 많아지게 되는데 (그림 1(c))는 K개의 중계 노드로 이루어진 일반적인 협력 다이버시티 모델이다. 물론, K개의 중계 노드가 직렬로 연결되어 소스 노드의 신호를 전달하는 협력 다이버시티 모델도 가능하며 이를 다중 홉 중계(multi-hop relay) 모델이라고 부른다.

협력 다이버시티 모델에서는 중계 노드의 방식과 중계 노드의 개수에 의해 성능이 정해진다. 중계 방식은 S로 부터의 신호를 받아 증폭만 하고 D로 전달하는 증폭 후 전달 (amplify-and-forward, AF)방식과 디코딩하여 전달하는 디코딩 후 전달(decode-and-forward, DF), 디코딩한 신호를 좀 더 가공하여 전달하는 압축 후 전달(compressed-and-forward, CF)로 크게 나눌 수 있다. 최근에는 중계 노드가 다중 송수신 안테나를 가지고 있을 때 OSTBC(Orthogonal Space Time Block Code)를 AF와 DF의 중간 방식으로 전달하는 디커플 후 전달(decouple-and-forward, DCF) 방식이 소개되었다.

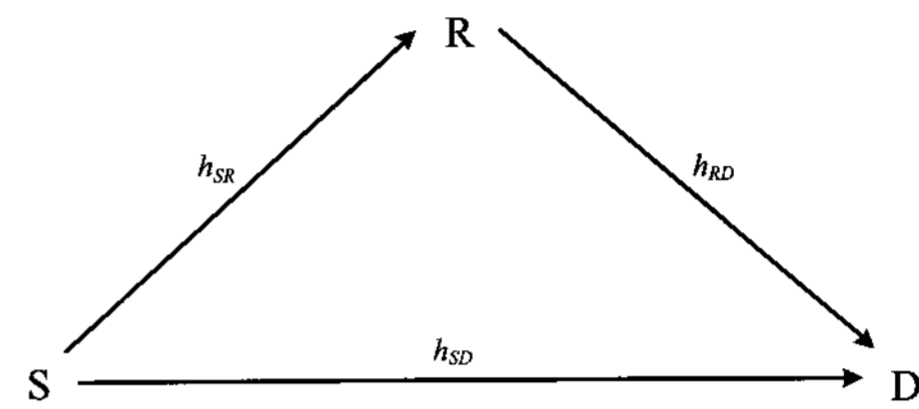
중계 노드에서의 송신 파워가 제한이 있으므로 AF방식에서는 어떤 방법으로 증폭이득 (amplifying gain)을 결정할 것인가가 중요한 이슈이며 이 논문의 II절에서는 대표적인 AF 증폭이득 결정 방법을 소개한다. AF듀얼 홉의 경우 D에 최종 수신되는 신호 대 잡음 비(SNR)는 S-R, R-D 채널의 SNR의 최소값보다 클 수 없으므로 R의 위치를 S와 D의 가운데에 위치시키는 것이 바람직하게 된다.

중계 노드의 개수가 많다고 용량(capacity)이 반드시 증가한다고 볼 수는 없다. 중계 노드가 1개만 있을 때도 S, R로부터 D로 수신되는 두 채널들로부터 협력 다이버시티를 얻기 위해 S와 R이 협력적인 전송(예를 들어 OSTBC를 응용한 전송을 할 수 있다)을 할 수 있어야 하는데, 이 협력 전송은 복잡도도 높고 R에서의 추가적인 전송 파워를 요구하게 되는 측면이 있다. 즉, 이런 협력전송보다 S에서의 전송파워를 2배로 키우는 것이 더 유리한 경우도 있을 수 있다는 것이다. 중계 노드의 개수가 2개 이상이 되면 사정이 더 복잡해진다. 전송 파워의 제약이 각 중계 노드에 부과되는 것이 아니라면 OSTBC를 이용하는 것 보다 1개의 중계 노드를 선택하여 전송하는 방식이 용량 측면에서 더욱 유리하다. DF방식인 경우 중계 노드에서 디코딩에 성공한 신호들만 D로 보내지고 D에서는 MRC(Maximal Ratio Combining)등을 이용하여 다이버시티를 얻는 모델들이 분석되어지는데 이런 경우 R-D의 복수 개 채널 간의 직교성을 유지하기 위해 더 많은 무선 자원이 필요하게 되므로 용량 측면의 비교를 위해서는 더 많은 논의가 필요하다. 이 논문의 III 절과 IV절에서는 DF와 릴레이 선택 방식에서의 기본적인 연구 결과를 알아본다.

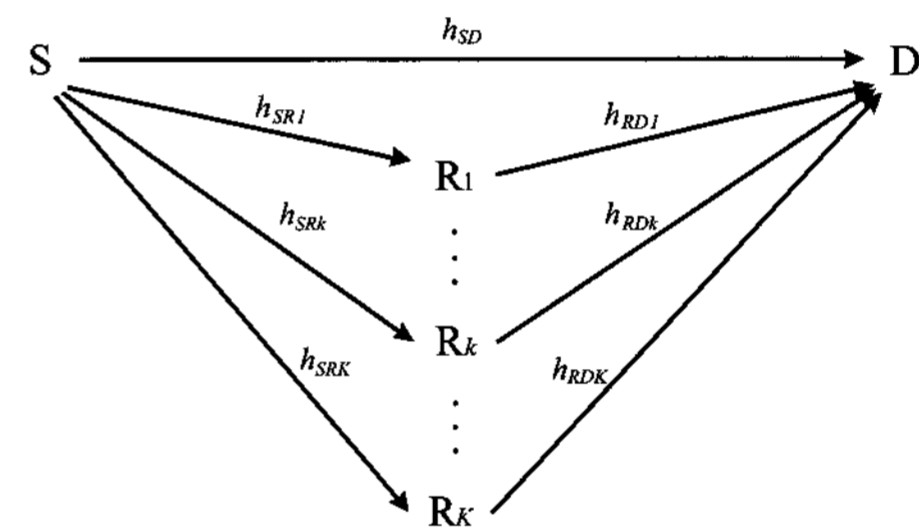
협력 다이버시티 기술의 성능은 위에서 언급한 속성 이외에도 릴레이에서 사용하는 다이버시티 기술과 피드백 채널에 대한 가정에 의해서도 결정되며, 다중 사용자용 중계 노드인가 혹은 각 노드에서의 안테나 수는 몇 개인가도 연구 이슈가 될 수 있다. 이 논문의 V절에서는 위의 속성을 기준으로 최근의 연구들을 분류하여 보았다. 이 논문에서, $f_x(\cdot)$, $F_x(\cdot)$, $M_x(\cdot)$, $p_x(\cdot)$ 는 각각 확률변수 X 의 PDF, CDF (cumulative density function), MGF (moment generating function), PMF (probability mass function)를 의미한다.



(a)



(b)



(c)

(그림 1) 시스템 모델 (a) 듀얼홉 시스템 (b) S-D 링크가 포함된 듀얼홉 시스템 (c) S-D 링크가 포함된 다수 릴레이 듀얼홉 시스템

II. 듀얼홉 (dual-hop) AF 채널 분석

1. 중계이득(amplifying gain)의 종류

(그림 1(a))와 같은 듀얼홉 시스템을 고려하자. 소스 노드 S는 릴레이 R을 통하여 목적지 노드 D와 통신한다. 소스 노드 S는 평균 파워 ϵ_s 로 $s(t)$ 신호를 전송한다 가정하자. 그러면 중계 노드 R에서 수신한 신호는

$$r_R(t) = h_{SR}s(t) + n_R(t) \quad (1)$$

와 같이 나타낼 수 있으며, 이때, h_{SR} 는 S-R 간의 페이딩 채널 계수를 나타내며, $n_R(t)$ 는 평균 0와 N_R 의 분산값을 갖는 중계

노드에서의 AWGN (additive white gaussian noise)을 나타낸다. 릴레이 R은 수신 신호에 증계게인 G 를 곱하여 목적지 노드 D로 증계한다. 그러면, 목적지 노드 D에서 수신한 신호는

$$r_D(t) = h_{RD}G(h_{SR}s(t) + n_R(t)) + n_D(t) \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 이때, h_{RD} 는 R-D 간의 페이딩 채널계수를 나타내며, $n_D(t)$ 는 평균 0이고 분산값이 N_D 인 목적지 노드에서의 AWGN을 나타낸다.

목적지 노드 D에서의 종단간 수신 신호의 SNR (signal-to-noise ratio)은 다음과 같으며

$$\gamma_{eq} = \frac{\frac{\epsilon_S \alpha_{SR} \alpha_{RD}}{N_R} \frac{N_D}{1}}{\frac{\alpha_{RD}}{N_D} + \frac{1}{G^2 N_R}} \quad (3)$$

이때, $\alpha_{(i)} = |h_{(i)}|^2$ 이다. (3)을 살펴보면, 종단간 SNR은 릴레이 R에서의 증계게인 G 의 함수임을 알 수 있다. 일반적으로, 릴레이 노드 R에서 S-R간의 순시 채널의 파워 α_{SR} 를 알 때,

$$G^2 = \frac{\epsilon_R}{\epsilon_S \alpha_{SR} + N_R} \quad (4)$$

또는, (릴레이에서의 AWGN 영향을 무시한)

$$G^2 = \frac{\epsilon_R}{\epsilon_S \alpha_{SR}} \quad (5)$$

가 증계게인으로 고려되며, 이때의 종단간 수신 SNR은 (3)으로부터 각각

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad (6)$$

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (7)$$

로 주어진다. 이때, ϵ_R 는 릴레이 R에서의 송신파워를 나타내며, $\gamma_1 = \epsilon_S \alpha_{SR} / N_R, \gamma_2 = \epsilon_R \alpha_{RD} / N_D$ 이다. 한편, 릴레이 R에서 S-R간의 평균 채널 파워만을 알 때

$$G^2 = \left[\frac{\epsilon_R}{\epsilon_S \alpha_{SR} + N_R} \right] = \frac{\epsilon_R}{\epsilon_S \Omega_1} e^{1/\bar{\gamma}_1} E_1(1/\bar{\gamma}_1) \quad (8)$$

을 고려하기도 한다. 이때, $E[\cdot]$ 는 평균을, $\Omega_1 = E[\alpha_{SR}]$, $E_1(\cdot)$ 은 exponential integral 함수를 각각 나타낸다 [1]. 이때, 종단간 수신 SNR은 (3)으로부터

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + \frac{\gamma_1}{e^{1/\bar{\gamma}_1} E_1(1/\bar{\gamma}_1)}} \quad (9)$$

과 같이 주어진다.

2. 수신 SNR의 확률분포

h_{SR} 와 h_{RD} 가 각각 독립이고, 평균이 0이고 분산이 α_{SR}, α_{RD} 인 가우시안 분포를 갖는 확률변수라고 가정하면, (그림 1(a))의 시스템에서 증계게인 (5)를 사용할 때의 수신 SNR의 PDF (probability density function)과 MGF (moment generation function)은 각각

$$f_{\gamma_{eq}}(\gamma) = \frac{1}{\rho^2 \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}} \cdot \exp\left[-\left(\frac{1}{\alpha_{SR}} + \frac{1}{\alpha_{RD}}\right) \frac{\gamma}{\rho}\right] \times \left\{ \left(\frac{1}{\alpha_{SR}} + \frac{1}{\alpha_{RD}}\right) K_1\left(\frac{2\gamma}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right) + \left(\frac{2}{\sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right) K_0\left(\frac{2\gamma}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right) \right\} \quad (10)$$

와

$$M_{\gamma_{eq}}(s) = E_{\gamma_{eq}}[e^{-s\gamma}] = \int_0^\infty e^{-s\gamma} f_{\gamma_{eq}}(\gamma) d\gamma = \frac{2}{\rho^2 \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}} \left(\frac{1}{\alpha_{SR}} + \frac{1}{\alpha_{RD}}\right) \frac{\sqrt{\pi} \left(\frac{4}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right)}{\left\{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}\right\}^3} \times \frac{\Gamma(3)\Gamma(1)}{\Gamma\left(\frac{5}{2}\right)} \cdot F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} - \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}}{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}}\right) + \frac{2}{\rho^2 \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}} \left(\frac{2}{\sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right) \frac{\sqrt{\pi} \left(\frac{4}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}}\right)}{\left\{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}\right\}^2} \times \frac{\Gamma(2)\Gamma(2)}{\Gamma\left(\frac{5}{2}\right)} \cdot F\left(3, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} - \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}}{s + \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha_{SR}}} + \frac{1}{\sqrt{\alpha_{RD}}}\right) \frac{1}{\rho}}\right) \quad (11)$$

로 주어진다 [2]. 여기서 $\epsilon_S / N_R = \epsilon_R / N_D \triangleq \rho$ 라고 가정하였으며, $K_\nu(\cdot)$ 는 차수가 ν 인 modified Bessel 함수를, $F(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ 는

Gauss hyper-geometric 함수를 각각 나타낸다 [1].

III. 듀얼홉 DF 채널 분석

(그림 1(c))와 같은 듀얼홉 시스템을 고려하자. DF 방법에서는, 첫 번째 전송구간에서 소스 노드 S가 목적지 노드 D에 송신 신호를 전송하면, S와 D 사이에 위치한 릴레이들 또한 그 신호를 받게 된다. 각 릴레이들은 수신 신호를 디코딩 한 후, 에러 없이 디코딩에 성공한 릴레이들만이 두 번째 전송구간을 이용하여 목적지 노드 D에게, 자신이 디코딩한 신호를 다시 인코딩 하여 송신한다. 이때, 에러 없이 디코딩에 성공한 릴레이의 집합을 디코딩 집합 (decoding set) C_D 라고 한다.

C_D 는 확률 집합 (random set)이기 때문에, total probability law에 의하여, DF 방법의 평균 BER (bit error rate)는

$$\begin{aligned} \bar{P}_b^U &= \bar{B}_D^U(C_D = \emptyset) \Pr^U\{C_D = \emptyset\} \\ &+ \sum_{g_1} \bar{B}_D^U(C_D = \{g_1\}) \Pr^U\{C_D = \{g_1\}\} \\ &+ \sum_{g_1 < g_2} \bar{B}_D^U(C_D = \{g_1, g_2\}) \Pr^U\{C_D = \{g_1, g_2\}\} \\ &+ \dots + \sum_{g_1 < g_2 < \dots < g_r} \bar{B}_D^U(C_D = \{g_1, g_2, \dots, g_r\}) \times \\ &\quad \Pr^U\{C_D = \{g_1, g_2, \dots, g_r\}\} \\ &+ \dots + \bar{B}_D^U(C_D = \{1, 2, \dots, N\}) \times \\ &\quad \Pr^U\{C_D = \{1, 2, \dots, N\}\} \end{aligned} \quad (12)$$

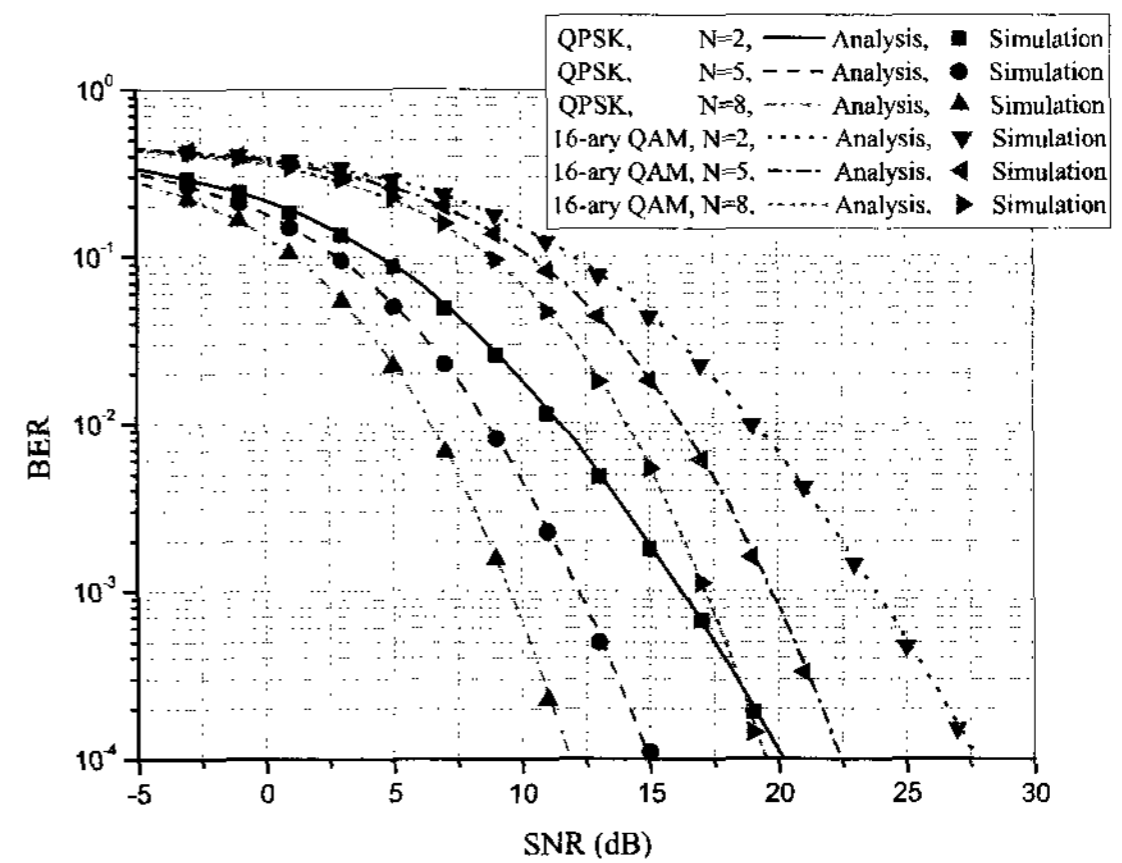
같이 나타낼 수 있다 [3]. 여기서 $U = \{PAM, QAM, PSK, \dots\}$ 은 시스템에 사용된 변조방법을 나타내며, $\Pr^U\{C_D\}$ 는 변조방법 U에 따른 디코딩 집합 C_D 의 확률을, $\bar{B}_D^U(C_D)$ 는 C_D 와 변조방법 U가 주어졌을 때 목적지 노드에서의 BER을 나타낸다. 또한, $\sum_{g_1 < g_2 < \dots < g_r}$ 는 크기 r를 갖는 $\binom{K}{r}$ 개의 모든 부분집합을 포함한 합을 나타내며, g_i 는 부분집합 내에서의 릴레이의 인덱스를 나타낸다. 각각의 독립인 채널을 가정했을 때의 디코딩 집합의 확률은

$$\Pr^U\{C_D\} = \left[\prod_{i \in C_D} (1 - \bar{S}_i^U) \right] \left[\prod_{i \notin C_D} \bar{S}_i^U \right] \quad (13)$$

이며, 변조방법 U가 주어졌을 때, 릴레이 i 가 디코딩에 실패할 확률 \bar{S}_i^U 는

$$\bar{S}_i^U = 1 - (1 - \bar{B}_i^U)^{\log_2 M} \quad (14)$$

와 같이 주어진다. 이때, \bar{B}_i^U 는 릴레이 i 에서의 BER을 나타내며, M 은 변조지수를 나타낸다. [3]에서는, 위 식을 바탕으로, 디코딩 집합에 포함된 릴레이들이 (즉, 소스 노드 S로부터 수신한 신호를 에러 없이 디코딩 한 단말기들) 직교 채널 (orthogonal channel)을 통해 재전송에 참여하고, 목적지 노드 D는, 이들 각 릴레이들로부터 수신한 신호와 소스 노드로부터 수신한 신호를 MRC (maximal-ratio-combining)을 이용하여 디코딩 할 때의 BER성능을, M -ary PSK, M -ary PAM, M -ary QAM 각각에 대하여 closed-form으로 제시하였다. (그림 2)는 QPSK와 16-ary QAM에 대한 BER성능을, 릴레이 개수 $K=2,5,8$ 에 대하여 각각 나타내었다.



(그림 2) QPSK와 16-ary QAM을 사용한 DF 릴레이 시스템의 BER 성능 : $K=2,5,8$.

IV. 선택 릴레이

(그림 1(c))와 같이 다수의 릴레이를 이용하여 협력형 시스템

템을 구성할 때, K 개의 릴레이 중에서, 채널상태가 좋은 몇 개의 릴레이들만을 선택하여 재전송 하는 선택 릴레이 기법은, 시스템을 구성하는 기법이 매우 간단하면서도, 릴레이 개수 K 개 만큼의 다이버시티 이득을 얻는 장점이 있어 많은 관심을 모으고 있다 [8],[9]. 본 장에서는, AF 기법을 사용하는 협력형 시스템에서, 중앙 집중적(centralized)으로 릴레이를 선택하는 기법과 분산적(distributed)으로 릴레이를 선택하는 기법들에 대한 시스템 용량을 분석한다.

여기서 비교, 분석할 시스템은 다음과 같다.

- SM-AF(select-M-AF): K 개의 릴레이 중에서 가장 좋은 링크를 갖는 M 개의 릴레이들만이 직교 채널을 통한 재전송에 참여. 릴레이 선택은 소스 노드에서 이루어지는 중앙 집중적 선택방식
- TH-AF(threshold-AF): 종단간 SNR이 미리 정해진 임계값 γ_{th} 이상인 릴레이들만이 직교 채널을 이용하여 재전송에 참여. 각 릴레이가 중계 여부를 스스로 결정하는 분산적 선택방식

SM-AF은 $M+1$ 개의 직교 채널을 사용하기 때문에 평균 시스템 용량은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{SM} = \frac{1}{M+1} \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma_{Co-SM}) f_{\gamma_{Co-SM}}(\gamma) d\gamma. \quad (15)$$

이때, γ_{SM} 는 소스 노드로부터 직접 수신한 신호의 SNR γ_D 와 M 개의 선택된 릴레이로부터 수신한 신호의 SNR,

$$\gamma_{SM} = \text{sum}\{\gamma_{(K-M+1)}, \gamma_{(K-M+2)}, \dots, \gamma_{(K)}\}, \quad (16)$$

를 합한 값, 즉,

$$\gamma_{Co-SM} = \gamma_D + \gamma_{SM} \quad (17)$$

로 주어진다. 여기서 $\gamma_{(k)}$ 는, K 개의 독립이며 동일한 분포를 갖는 확률 변수들을 $\{\gamma_{(1)}, \gamma_{(2)}, \dots, \gamma_{(K)}\}$ 와 같이 오름차순으로 나열했을 때, k 번째에 해당하는 확률변수를 나타낸다.

한편, TH-AF에 대한 평균 시스템 용량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{TH} = \sum_{n=0}^K \left(\int_{\gamma_{th}}^{\infty} \log_2(1 + \gamma_{Co-TH}) f_{\gamma_{Co-TH}}(\gamma) d\gamma \right) P_N(n) \quad (18)$$

이때, γ_{Co-TH} 는 소스 노드로부터 직접 수신한 신호의 SNR γ_D 와, 종단간 SNR이 미리 정해진 임계값 γ_{th} 이상인 (즉, $\gamma_k > \gamma_{th}$) n 개의 릴레이들로부터 수신한 신호의 SNR,

$$\gamma_{TH} = \text{sum}\{\gamma_{(K-n+1)}, \gamma_{(K-n+2)}, \dots, \gamma_{(K)}\}, \quad (19)$$

를 합한 값, 즉,

$$\gamma_{Co-TH} = \gamma_D + \gamma_{TH} \quad (20)$$

으로 주어진다. 여기서, 재전송에 참가하는 릴레이의 수 n 은 고정된 값이 아닌 확률 변수로 주어지며 다음의 확률분포를 따른다.

$$P_N(n) = \binom{K}{n} p_{\gamma_{th}}^n (1 - p_{\gamma_{th}})^{K-n}. \quad (21)$$

이때, $p_{\gamma_{th}}$ 는 k 번째 릴레이가 재전송에 참여할 확률을 나타낸다. 여기서 $n=0$ 인 경우는, 소스 노드와 목적지 노드 사이의 직접 통신만 존재함을 나타낸다.

$h_{SR,k}$ 들과 $h_{RD,k}$ 들이 각각 독립이고, 평균이 0이고 분산이 α_{SR}, α_{RD} 인 가우시안 분포를 갖는 확률변수라고 가정하면, SM-AF 시스템에 대한 수신 SNR의 PDF는 다음과 같이 나타낼 수 있으며

$$f_{\gamma_{Co-SM}}(\gamma) = f_{\gamma_D}(\gamma) * f_{\gamma_{SM}}(\gamma), \quad (22)$$

이때 $f_{\gamma_{SM}}(\gamma)$ 는 다음과 같다.

$$f_{\gamma_{SM}}(\gamma) = f_{\gamma_{(K-M+1)}}(\gamma) * \dots * f_{\gamma_{(K)}}(\gamma). \quad (23)$$

여기서, * 는 컨볼루션 연산을 나타내며, $\gamma_{(k)}$ 의 확률분포는 순서 통계학(order statistics)에 의해 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$f_{\gamma_{(k)}}(\gamma) = \frac{1}{B(k, K-k+1)} \times \left[F_{\gamma_k}(\gamma) \right]^{k-1} \left[1 - F_{\gamma_k}(\gamma) \right]^{K-k} \cdot f_{\gamma_k}(\gamma), \quad (24)$$

$$k \in [1, K].$$

여기서, $B(\cdot, \cdot)$ 는 beta 함수를 나타내며 [1], $f_{\gamma_k}(\gamma)$ 와 $F_{\gamma_k}(\gamma)$ 는 [2]의 결과로부터 각각 (10)과

$$F_{\gamma_k}(\gamma) = 1 - \frac{2\gamma}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}} \exp \left[- \left(\frac{1}{\alpha_{SR}} + \frac{1}{\alpha_{RD}} \right) \frac{\gamma}{\rho} \right] \times K_1 \left(\frac{2\gamma}{\rho \sqrt{\alpha_{SR} \alpha_{RD}}} \right), \quad (25)$$

로 주어진다. 여기서 $K_v(\cdot)$ 는 v 차수를 갖는 modified Bessel

함수를 나타낸다 [1]. SM-AF 시스템에서, 특별히 $M=1$ 인 경우, $f_{\gamma_{SM}}(\gamma)$ 는 다음과 같이 간략화 된다.

$$f_{\gamma_{SM}}(\gamma) = K \cdot f_{\gamma_k}(\gamma) [F_{\gamma_{(K)}}(\gamma)]^{K-1} \quad (26)$$

TH-AF 시스템에 대한 수신 SNR의 PDF는

$$f_{\gamma_{TH}}(\gamma) = f_{\gamma_{(K-n+1)}}(\gamma) * \dots * f_{\gamma_{(K)}}(\gamma) \quad (27)$$

로 나타낼 수 있다. 또한 K 번째 릴레이가 재전송에 참여할 확률은

$$p_{\gamma_{th}} = \int_{\gamma_{th}}^{\infty} f_{\gamma_k}(\gamma) d\gamma = 1 - F_{\gamma_k}(\gamma_{th}) \quad (28)$$

와 같이 구할 수 있다. 그러면, 재전송에 참여하는 평균 릴레이의 수 $E[M]$ 은, 이항분포의 평균으로부터

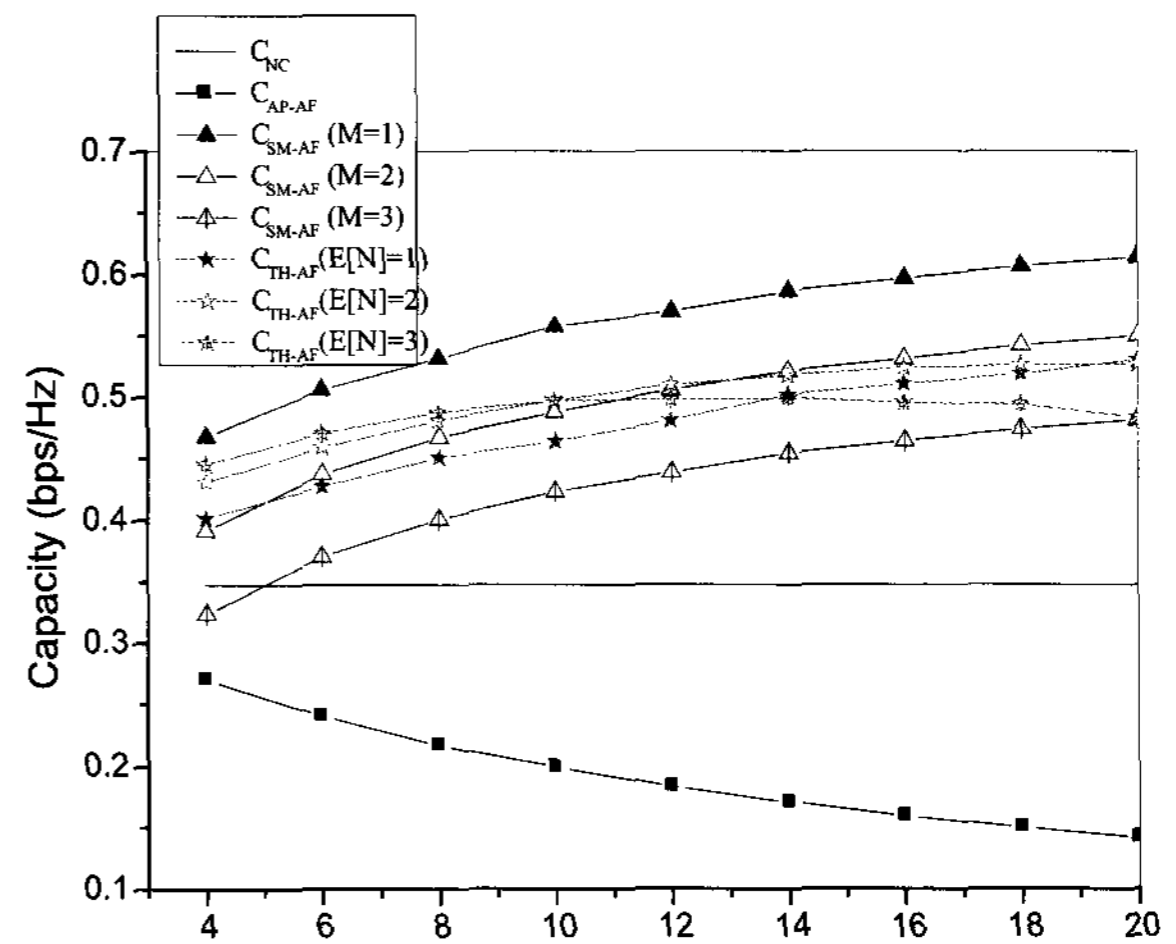
$$E[N] = K p_{\gamma_{th}} \quad (29)$$

로 주어진다.

(그림 3)에서는, 릴레이의 수 K 에 따른 평균 시스템 용량을 나타내고 있으며, $\rho=0\text{dB}$, $\alpha_{SR}=\alpha_{RD}=1$, $\alpha_{SD}=0.3$ 이다. 여기서 NC (non-cooperative)는 소스 노드와 목적지 노드간에 직접 통신을, AP-AF(all-party-AF)는 모든 릴레이들이 직교 채널을 통한 재전송에 참여하는 시스템을 각각 나타낸다. 그림으로부터, SM-AF의 경우, $M=1$ 일 때 가장 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 한편 TH-AF의 경우, K 가 작은 구간에서는, $E[M]=1$ 인 경우가 다른 경우보다 나쁜 성능을 보이다가, K 가 증가할수록 점점 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 또한, 모든 구간에서 가장 좋은 릴레이 하나만을 사용하는 SM-AF가 가장 좋은 성능을 보이고 있다 [3].

V. 협력다이버시티 기술의 최근 연구

(표 1)은 협력다이버시티 기술과 관련된 최근의 연구들을 정리한 것이다. [4],[5]는, 재전송에 참여하는 릴레이들이, 서로 다른 직교자원을 이용하여 같은 신호를 반복하여 재전송하는, 직교 재전송법을 이용하는 협력형 시스템에 대한 비트 에러 확률과 아웃티지 확률을 각각 유도하였다. 이러한 직교 재전송법은, 재전송을 위한 피드백 정보를 필요로 하



(그림 3) 각 릴레이 방식에 따른 평균 시스템 용량: $\rho=0\text{dB}$, $\alpha_{SR}=\alpha_{RD}=1$, $\alpha_{SD}=0.3$.

지 않고, 구현이 비교적 간단하면서도, 릴레이 개수 K 에 해당하는 다이버시티 이득(diversity gain)을 얻을 수 있다. 하지만, 재전송에 참여하는 릴레이 개수만큼의 자원을 요구하기 때문에 시스템 용량의 손실을 초래하는 단점이 있다. 이러한 단점을 해결하기 위하여, 재전송에 참여하는 릴레이들이 하나의 자원만을 이용하여 전송하는 방법들이 제안되었다 [6]-[13].

[6]-[8]는 D-STBC (distributed space-time block code)를 이용한 재전송 방법에 대해 연구하였다. [6]은 DF 기반의 시공간 코드 협력형 시스템이, 릴레이 노드 개수 K 만큼의 다이버시티 이득을 갖는 동시에, 직교 재전송 협력형 시스템보다 더 높은 시스템 용량을 갖는 것을 보였다. 한편 DF 기반의 협력형 시스템은, 릴레이가 수신 신호를 디코딩 해야만 하기 때문에 연산의 복잡도를 증가시키며, 각 릴레이가 소스 노드와 해당 릴레이 노드간의 시스템 용량 이하로 재전송을 해야 하기 때문에 전체 시스템 용량의 손실을 초래한다. 또한, DF 기반의 협력형 시스템은, 소스 노드로부터 수신한 신호를 에러 없이 디코딩한 릴레이들만이 재전송에 참여하므로, 매 전송마다 재전송에 참여하는 릴레이 수가 변하며, 이에 따라 사용되는 시공간 코드가 달라져야 한다. 즉, 매 전송마다 사용할 시공간 코드를 결정하기 위하여 각 노드간의 추가적인 정보 교환이 이루어져야 하며, 이것은 시스템의 복잡도를 증가시킨다. 이와 같은 단점을 해결하기 위하여 [7]는 분산형 linear dispersion (LD) 코드를 AF 기반의

협력형 시스템에 적용하는 방법을 제안하고, PEP (pairwise error probability), 다이버시티 이득, 그리고 코딩 이득 (coding gain)을 분석하였다. [8]은 AF 기반의 협력형 시스템에서, 목적지 노드에서 수신 신호를 디코딩 할 때, 각각의 심볼들을 분리하여 디코딩 할 수 있는 시공간 코드의 설계방법을 제안하여 목적지 노드의 복잡도를 현저히 줄였다. 또한, 제안된 시공간 코드를 이용한 협력형 시스템이, 직교 재전송법보다 약 두 배의 전송률을 가짐을 보였다.

[9],[10]은 여러 개의 릴레이 중에서, 채널 품질이 가장 우수한 하나의 릴레이를 선택하여 재전송하는 협력형 시스템을 연구하였다. 이 방법은 매우 간단하면서도 [6]과 동일한 다이버시티 이득을 얻는 장점이 있다. [9]에서는 OSRS기반의 협력형 시스템에 대한 시스템 용량과 아웃티지 성능을 분석하였다. 또한, 최적의 릴레이를 선택하기 위해 요구되는 피드백 정보의 양을 줄이기 위하여, 채널 상태 기반의 피드백 허용방법을 도입하였고, 그 성능을 분석하였다. [10]은, 시

템에서 사용하는 송신 파워의 총 합이 제한되어 있고, 각 노드들간의 자유로운 파워 분배가 가능할 때, OSRS기반의 협력형 시스템이 AF방식과 DF방식 모두에서, 다른 어떠한 방법과 비교하여 최적의 아웃티지 성능을 가짐을 보였다.

한편, [11],[12]는 여러 릴레이 노드들이 빔포밍을 이용하여 재전송에 참여하는 협력형 시스템에 대하여 연구하였다. 이 방법은 직교 재전송법, D-STBC, OSRS 방법들보다 뛰어난 성능을 보이지만, 빔포밍을 위하여 각 노드간의 채널 정보를 필요로 한다. [11]은, 시스템에서 사용하는 송신 파워의 총 합이 제한되어 있고, 각 노드들간의 자유로운 파워 분배가 가능하다는 가정 하에, 목적지 노드의 수신 SNR을 최대로 만드는 릴레이의 송신 가중치를, 각 노드들이 모든 채널 정보를 알 때와, 채널에 대한 확률 정보만을 알 때에 대하여 각각 유도하였다. 모든 채널 정보가 주어졌을 때의 최적화된 송신 가중치는 빔포밍이며, 부분적인 정보만이 주어졌을 때의 최적화된 송신 가중치는 채널 선택임을 보였다. 한편

<표 1> 협력다이버시티 기술

참고 문헌	출수	릴레이 전송기술	피드백 정보	중계 방식	릴레이 노드의 위치 고려 여부	다중 사용자 고려 여부	Direct link	S/R/D의 수	S/R/D에서의 안테나 수
[4]	2	Orthogonal Transmission	· S: no CSI · R: no CSI	DF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[5]	2	Orthogonal Transmission	· S: no CSI · R: no CSI	DF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[6]	2	D-STBC	· S: no CSI · R: no CSI	DF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[7]	2	D-STBC	· S: no CSI · R: partial CSI (statistical distribution)	AF	N	N	N	1/K/1	1/1/1
[8]	2	D-STBC	· S: no CSI · R: no CSI	AF	N	N	N	1/K/1	1/1/1
[9]	2	OSRS	· S: no CSI · R: partial CSI (SNR)	AF	N	N	N	1/K/1	1/1/1
[10]	2	OSRS	· S: no CSI · R: partial CSI (SNR)	AF	N /DF	N	N	1/K/1	1/1/1
[11]	2	Beamforming CSI	· S: full/partial · R: full/partial	CSI AF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[12]	2	Co-Phasing	· S: no CSI · R: partial CSI (phase)	DF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[13]	2	Highbrid-ARQ, OSRS	· S: no CSI · R: no CSI	DF	N	N	Y	1/K/1	1/1/1
[14]	2	Fixed Relaying	· S: no CSI · R: no CSI	AF	N	N	N	1/1/1	1/1/1

<표 1>의 약어 정리

- M: multiple, S: source, R: relay, D: destination
- CSI: channel state information

- AF: amplify-and-forward, DF: decode-and-forward
- OSRS: optimal single relay selection
- Y: yes, N: no

[12]에서는, 각 노드의 송신 파워는 제한되었지만, 시스템의 총 파워는 노드의 개수가 증가함에 따라 선형적으로 증가한다는 가정하에, 종단간 수신 SNR을 최대로 하는 릴레이의 송신 가중치가 co-phasing임을 보였고, 그때의 아웃티지 성능을 분석하였다. 이 방식은, 빔포밍을 위하여 오직 채널의 phase정보만을 필요로 하는 장점이 있다.

기타 다음과 같은 협력형 시스템이 제안되었다. [13]은, OSRS와 RCPC (rate-compatible punctured convolutional codes)를 결합한 DF 협력형 시스템을 제안하였다. 이 방식은 ARQ와 FEC (forward error correction)를 사용하여, 목적지 노드가, 소스 노드로부터 수신한 code rate $R1$ 으로 코딩된 신호를 에러 없이 디코딩하는데 실패하면, 릴레이 노드들에게 NACK 신호를 보내고, 선택된 하나의 릴레이가 목적지 노드에게 재전송하게 된다. 이때, 릴레이는 RCPC를 이용하여 디코딩 후 전달하고, 목적지 노드는, 릴레이로부터 새로 받은 신호를 이전에 받았던 code rate $R1$ 신호와 합하여, code rate $R2$ 의 신호를 얻게 된다. 이때, $R2 > R1$ 이다. [14]은, 소스 노드와 릴레이 사이의 채널의 평균값을 이용한 AF 중계방식을 사용하여, 릴레이의 복잡도를 크게 낮추는 협력형 시스템을 제안하였다.

VI. 결 론

본 논문에서는 AF, DF, 중계 노드 선택 등 대표적인 협력 다이버시티 기술들을 설명하고 최신의 연구동향을 흡수, 릴레이 전송 기술, 피드백 정보에 대한 가정, 중계방식, 릴레이 노드의 위치 고려 여부, 다중 사용자 고려 여부, 직접 채널 고려 여부, 중계 노드의 개수, 각 노드의 안테나 개수 등을 기준으로 하여 분류해 보았다. 이 결과에 의하면 향후 협력 다이버시티 기술의 연구 방향은 다중 사용자 환경에서의 협력 다이버시티 기술과 다중 안테나(multiple antenna) 노드 간의 협력 다이버시티 기술이 될 것이다 [15],[16].



- [1] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5th ed., Academic Press, 1994.
- [2] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 6, pp. 1126-1131, Nov. 2003.
- [3] 김중빈, 김동우, "오피튜니스틱 협력 중계 시스템에서 시스템 용량을 최대로 하는 릴레이 선택," *SKT Telecommunications Review*, 제17권 제6호, 1041-1050 쪽, Dec. 2007.
- [4] I.-H. Lee and D. Kim, "BER analysis for decode-and-forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, pp. 52-54, Jan. 2007.
- [5] N. C. Beaulieu and J. Hu, "A closed-form expression for the outage probability of decode- and-forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, pp. 813-815, Dec. 2006.
- [6] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2415-2425, Oct. 2003.
- [7] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 12, pp. 3524-3536, Dec. 2006.
- [8] Z. Yi and I.-M. Kim, "Single-symbol ML decodable distributed STBCs for cooperative networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 53, pp. 2977-2985, Aug. 2007.
- [9] J.-B. Kim and D. Kim, "Performance analysis for amplify-and-forward opportunistic relaying with quality based channel state reporting," in Proc. *IEEE ICACT2008*, Phoenix Park, Gangwon-Do, Korea, Feb. 2008.
- [10] A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, "Cooperative communications with outage-optimal opportunistic

relaying,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 9, pp. 3450-3460, Sep. 2007.

- [11] Z. Yi and I.-M. Kim, “Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 447-458, Feb. 2007.
- [12] J.-B. Kim and D. Kim, “Cooperative system with distributed beamforming and its outage probability,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. 2007-Spring*, Dublin, Ireland, Apr. 2007.
- [13] C. K. Lo, W. Heath, and S. Vishwanath, “Opportunistic relay selection with limited feedback,” in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. 2007-Spring*, Dublin, Ireland, Apr. 2007.
- [14] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, “A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.3, no.6, pp. 1963-1968, Nov. 2004.
- [15] I.-H. Lee and D. Kim, “Coverage extension and power allocation in dual-hop space-time transmission with multiple antennas in each node,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, pp. 3524-3532, Nov. 2007.
- [16] J.-B. Kim and D. Kim, “Performance of dual-hop amplify-and-forward beamforming and its equivalent systems in rayleigh fading channels,” in revision.

약 력



2004년 한양대학교 전자컴퓨터공학부 학사
 2006년 한양대학교 전자전기제어계측공학과 석사
 2008년 ~ 현재 한양대학교 전자전기제어계측공학과 박사과정
 관심분야: 다중 홉 릴레이 시스템, 다중 사용자 다중 안테나 시스템, 다중 사용자를 위한 적응전송 기술

김 중 빈



1994년 ~ 2000년 Shinsegi Telecom 선임과장
 2000년 ~ 현재 한양대학교 전자컴퓨터 공학부 부교수
 관심분야: 이동통신채널 용량 증대 방법

김 동 우

