

불완전한 채널정보를 사용하는 다중안테나 적응형 복호 후 전송 중계 프로토콜의 Diversity-Multiplexing Tradeoff 분석

준회원 윤한상*, 종신회원 윤은철**

The Diversity-Multiplexing Tradeoff for Multiple-Antenna Adaptive Decode and Forward Relay Protocols Exploiting Imperfect CSIT

Hansang Yoon* Associate Member, Eun Chul Yoon**^o Lifelong Member

요약

본 논문에서는 적응형 복호 후 전송 (decode-and-forward) 중계 프로토콜이 송신을 위해 불완전한 채널정보를 사용할 때, 목적지 노드에서만 다중 안테나를 사용하는 경우, 릴레이 노드에서만 다중안테나를 사용하는 경우, 그리고 소스 노드에서만 다중 안테나를 사용하는 경우에 대한 diversity-multiplexing tradeoff (DMT) 상계 함수들을 유도하여 그 결과를 제시한다. 또한 소스 노드와 목적지 노드, 소스 노드와 릴레이 노드, 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 불완전한 채널정보들이 점근적 조건하에 있을 경우, 적응형 복호 후 전송 중계 프로토콜이 얻을 수 있는 다이버시티 이득을 조사한다.

Key Words : Diversity-multiplexing tradeoff (DMT), Multiple-antenna node, Adaptive decode and forward (DF), Relay, Imperfect CSIT

ABSTRACT

In this paper, assuming that the transmitter can exploit imperfect channel state information (CSI), the diversity-multiplexing tradeoff (DMT) functions of three adaptive decode-and-forward (DF) relay protocols, each of which uses multiple-antennas at the destination node, at the relay node, or at the source node are derived. When the imperfect CSI qualities for the source-relay link, the relay-destination link, and the source-destination link are subject to asymptotic conditions, the additional diversity gains attainable by exploiting the imperfect CSI at the transmitter for those three adaptive DF relay protocols are investigated.

I. 서론

무선통신에서 다중안테나 기법은 기존의 단일 안테나 기법에 비해 향상된 전송 신뢰성과 향상된 데이터 전송속도를 제공해 준다. [1]은 다이버시티 이득과 멀티

플렉싱 이득을 동시에 보여 주는 diversity-multiplexing tradeoff (DMT) 함수를 제시하였다. 현재 DMT는 다중 안테나 시스템의 성능을 평가하는 유용한 척도로 사용되고 있다^[2,3]. [4]는 고정형 복호 후 전송 (decode-and-forward) 기법과 증폭 후 전송 (amplify-

※ 이 논문은 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (2010-0016214, 2010-0003080)

* 건국대학교 전자정보통신공학부(honohansang@hanmail.net), ** 건국대학교 전자공학부(ecyoon@konkuk.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-05-232, 접수일자 : 2011년 5월 30일, 최종논문접수일자 : 2011년 9월 21일

and-decode) 기법을 사용하는 단일 안테나 반이중 (half-duplex) 중계 프로토콜 DMT 함수를 제시하였다. [5]는 고정형 복호 후 전송 기법을 사용하는 다중 안테나 전이중 (full-duplex) 중계 프로토콜과 반이중 중계 프로토콜 DMT 함수 상계 (upper bound)를 제시하였다. 이러한 기존 연구들은 수신단에서 완벽한 채널정보 (channel state information ; CSI)를 알고 있는 반면, 송신단에서는 채널정보를 전혀 알지 못한다는 가정 하에 이루어졌다.

최근 들어, 송신단에서 불완전한 채널정보를 알고 있을 때 추가적인 성능 향상을 얻을 수 있다는 사실이 알려졌다. [6]은 비직교 증폭 후 전송 기법과 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하는 단일 안테나 중계 프로토콜에서 송신단이 불완전한 채널정보를 사용하여 파워컨트롤을 할 때 DMT 성능이 상당히 향상됨을 보였다. [7]은 송신단에서 채널 정보를 이용하는 것을 다중 안테나로 확장시켰으며, 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하는 다중 안테나 중계 프로토콜이 파워 컨트롤 기법을 사용할 경우 DMT 함수 상계의 성능이 향상됨을 보였다.

본 논문에서는 목적지 노드에서만 다중 안테나를 사용하고 소스 노드와 릴레이 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우의 DMT 함수^[7], 릴레이 노드에서만 다중안테나를 사용하고 소스 노드와 목적지 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우에 대한 DMT 함수, 그리고 소스 노드에서만 다중 안테나를 사용하고 릴레이 노드와 목적지 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우에 대한 DMT 함수들을 유도하여 그 결과를 제시한다. 또한 제시된 3가지 DMT 함수들에 대한 점근적 분석을 통해, 적응형 복호 후 전송 중계 프로토콜이 불완전한 채널정보를 사용함으로써 얻을 수 있는 다이버시티 이득 (diversity gain)을 조사한다.

II. DMT 함수의 유도

본 장에서는 소스 노드에서만 M개의 다중 안테나를 사용하고 릴레이 노드와 목적지 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우 (CASE-I), 릴레이 노드에서만 M개의 다중안테나를 사용하고 소스 노드와 목적지 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우 (CASE-II), 마지막으로 목적지 노드에서만 M개의 다중 안테나를 사용하고 소스 노드와 릴레이 노드에서는 단일 안테나를 사용하는 경우 (CASE-III)에 대한 DMT 함수들을 유도한다. CASE-III에 대한 시스템 모델은 [7]에 제시되어 있으며, CASE-I과 CASE-II도 이와 유사한

시스템 모델을 가진다. 앞으로 표기의 편의성을 위해 다음을 정의한다. $\log(\cdot)$ 는 밑이 2인 로그함수이다. $f(\rho) \doteq \rho^b$ 는 $f(\rho)$ 의 exponential order가 b 라는 것을 의미하며 $b = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \log(f(\rho))$ 이다.

2.1 CASE-I의 유도

적응형 복호 후 전송 기법의 outage 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{out} = \mathbb{P} \left(P_s \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 < \mathcal{R}, 2P_s \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 < \mathcal{R} \right) + \mathbb{P} \left(P_s \sum_{m=1}^M |h_{1,m}|^2 \geq \mathcal{R}, P_s \sum_{m=1}^M |h_{2,m}|^2 + P_r |h_3|^2 < \mathcal{R} \right) \quad (1)$$

식 (1)에서 $\mathcal{R} \doteq 2^{2R(\rho)} - 1$ 이고 $R(\rho)$ 는 목표 데이터 전송률을 의미하며, $R(\rho) \doteq r \log \rho^{11}$ 로 표현할 수 있다. 여기서 r 은 멀티플렉싱 이득 (multiplexing gain)을 의미한다. $h_{1,m} \sim CN(0,1)$ 은 소스 노드의 m 번째 안테나 (단, $1 \leq m \leq M$)와 릴레이 노드 사이의 채널을, $h_{2,m} \sim CN(0,1)$ 은 소스 노드의 m 번째 안테나와 목적지 노드 사이의 채널을, $h_3 \sim CN(0,1)$ 은 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널을 각각 의미한다. 소스 노드와 릴레이 노드에서 추정된 채널과 실제 채널 사이에서 발생하는 채널추정 오류는 $z_{i,m} \sim CN(0, \sigma_i^2)$ ($i=1,2$)와 $z_3 \sim CN(0, \sigma_3^2)$ 로 정의할 수 있다. 높은 SNR에서 채널은 $|h_{i,m}|^2 \doteq \rho^{-v_{i,m}}$ ($i=1,2$), $|h_3|^2 \doteq \rho^{-v_3}$ 로 표현할 수 있고, 마찬가지로 채널추정 오류는 $|z_{i,m}|^2 \doteq \rho^{-u_{i,m}}$ ($i=1,2$)와 $|z_3|^2 \doteq \rho^{-u_3}$ 로 표현할 수 있다^[7]. P_s 와 P_r 은 각각 소스 노드와 릴레이 노드의 전송 파워를 의미하며, channel inversion 파워 컨트롤 기법^[8]을 사용하면 P_s 와 P_r 은 다음과 같이 주어진다.

$$P_s \doteq \rho^{1 + \sum_{m=1}^M (\min\{v_{1,m}, u_{1,m}\} + \min\{v_{2,m}, u_{2,m}\})}, \quad (2)$$

$$P_r \doteq \rho^{1 + \min\{v_3, u_3\}}$$

식 (1)로 주어지는 Outage 확률은 채널과 채널추정 오류의 확률밀도함수 (pdf)를 통해서도 나타낼 수 있다. $v_{i,m}$, v_3 , $u_{i,m}$, u_3 의 확률밀도함수를 다음과 같이 유도할 수 있다^[9].

$$\begin{aligned}
 p_{v_{i,m}}(v_{i,m}) &\doteq \rho^{-v_{i,m}} \quad \text{for } v_{i,m} \geq 0, \\
 p_{v_3}(v_3) &\doteq \rho^{-v_3} \quad \text{for } v_3 \geq 0, \\
 p_{u_{i,m}}(u_{i,m}) &\doteq \rho^{-(u_{i,m}-\alpha_i)} \quad \text{for } u_{i,m} \geq \alpha_i, \\
 p_{u_3}(u_3) &\doteq \rho^{-(u_3-\alpha_3)} \quad \text{for } u_3 \geq \alpha_3.
 \end{aligned} \tag{3}$$

식 (3)에서 $\alpha_i (\geq 0)$ 은 송신 노드에서 알고 있는 채널정보의 질 (quality)을 의미한다^[10]. α_i 의 값이 클 수록 채널정보의 신뢰성은 증가한다. 확률밀도함수를 통해 Outage 확률을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \int_{C_1} p(\mathbf{v}, \mathbf{u}) d\mathbf{v}d\mathbf{u} + \int_{C_2} p(\mathbf{v}, \mathbf{u}) d\mathbf{v}d\mathbf{u}, \\
 C_1 &\triangleq \{(\mathbf{v}, \mathbf{u}) | \mathbf{O}_1, \mathbf{O}_2, \mathbf{O}_4\} \\
 C_2 &\triangleq \{(\mathbf{v}, \mathbf{u}) | \mathbf{O}_1^c, \mathbf{O}_2, \mathbf{O}_3, \mathbf{O}_4\}
 \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 $\mathbf{O}_1, \mathbf{O}_2, \mathbf{O}_3, \mathbf{O}_4$ 는 (1)에 근거하여 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{O}_1: & 1 + \sum_{m=1}^M (\min\{v_{1,m}, u_{1,m}\} + \min\{v_{2,m}, u_{2,m}\}) \\
 & - \min\{v_{1,m}, \dots, v_{1,M}\} < 2r, \\
 \mathbf{O}_2: & 1 + \sum_{m=1}^M (\min\{v_{1,m}, u_{1,m}\} + \min\{v_{2,m}, u_{2,m}\}) \\
 & - \min\{v_{2,m}, \dots, v_{2,M}\} < 2r, \\
 \mathbf{O}_3: & 1 + \min\{v_3, u_3\} - v_3 < 2r, \\
 \mathbf{O}_4: & v_{i,m} \geq 0, v_3 \geq 0, \\
 & u_{i,m} \geq \alpha_i, u_3 \geq \alpha_3, \\
 & (i = 1, 2, m = 1, \dots, M).
 \end{aligned} \tag{5}$$

표현의 편의상 다음을 정의한다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v} &= [v_{1,1} \cdots v_{1,M} v_{2,1} \cdots v_{2,M} v_3]^T, \\
 \mathbf{u} &= [u_{1,1} \cdots u_{1,M} u_{2,1} \cdots u_{2,M} u_3]^T.
 \end{aligned}$$

결합 확률밀도함수 (joint pdf) $p(\mathbf{v}, \mathbf{u})$ 는 모든 변수들이 서로 독립이므로 식 (3)의 확률밀도함수들의 곱으로 구할 수 있다. 높은 SNR 영역에서 식 (4)의 outage 확률을 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$P_{out} = \sup_{(\mathbf{v}, \mathbf{u}) \in C_n} p(\mathbf{v}, \mathbf{u}) \doteq \rho^{-d_{\text{CASE-1}}(r)} = \rho^{-\min\{d_{C_1}, d_{C_2}\}} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}
 d_{C_n} &= (\mathbf{v}, \mathbf{u}) \in C_n \quad v_3 + u_3 - \alpha_3 \\
 &+ \sum_{i=1}^2 \sum_{m=1}^M (v_{i,m} + u_{i,m} - \alpha_i), \quad n = 1, 2.
 \end{aligned} \tag{7}$$

Outage 확률은 목적지에서 복호시에 에러가 발생할 확률의 하계 (lower bound)를 나타낸다^[11]. 따라서 식 (6)의 $d_{\text{CASE-1}}(r)$ 은 멀티플렉싱 이득 r 에서 달성 가능한 다이버시티 이득의 상계를 나타낸다. 조건 \mathbf{O}_1 과 \mathbf{O}_2 는 $\{v_{i,m}\}_{m=1}^M$ 과 $\{u_{i,m}\}_{m=1}^M$ 에 대해서 symmetric하기 때문에, $d_{\text{CASE-1}}(r)$ 의 최소값은 $v_{1,1} = \dots = v_{1,M}$ 과 $v_{2,1} = \dots = v_{2,M}$ 인 경우에 발생한다. 식 (5)를 통해 $u_{i,m} = \alpha_i, \forall m$ 과 $u_3 = \alpha_3$ 일 때, $d_{\text{CASE-1}}(r)$ 의 값이 최소화됨을 알 수 있다. 따라서 식 (7)을 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$d_{C_n} = \inf_{(\mathbf{v}, \mathbf{u}) \in C_n} M(v_{1,1} + v_{2,1}) + v_3, \quad n = 1, 2 \tag{8}$$

이 때, (5)는 다음과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{O}_1: & v_{1,1} > M(\min\{v_{1,1}, \alpha_1\} + \min\{v_{2,1}, \alpha_2\}) \\
 & + 1 - 2r, \\
 \mathbf{O}_2: & v_{2,1} > M(\min\{v_{1,1}, \alpha_1\} + \min\{v_{2,1}, \alpha_2\}) \\
 & + 1 - 2r, \\
 \mathbf{O}_3: & v_3 > \min\{v_3, \alpha_3\} + 1 - 2r, \\
 \mathbf{O}_4: & v_{1,1} \geq 0, v_{2,1} \geq 0, v_3 \geq 0.
 \end{aligned} \tag{9}$$

d_{C_1} 과 d_{C_2} 의 유도과정은 다음과 같다.

2.1.1 d_{C_1} 의 유도

C_1 의 조건은 $\{\mathbf{O}_1, \mathbf{O}_2, \mathbf{O}_4\}$ 이다. 따라서 v_3 는 조건 \mathbf{O}_4 에 의해서만 영향을 받으므로, d_{C_1} 의 최소값을 0으로 결정할 수 있다. $v_{1,1}$ 과 $v_{2,1}$ 의 값을 결정해야 하는데, 조건 \mathbf{O}_1 과 \mathbf{O}_2 의 $\min\{v_{1,1}, \alpha_1\}, \min\{v_{2,1}, \alpha_2\}$ 항목들에 의해다음의 4가지 경우를 고려할 수 있다.

(1) $v_{1,1} < \alpha_1, v_{2,1} < \alpha_2$ 인 경우

$v_{1,1}$ 과 $v_{2,1}$ 모두 0 일 때 d_{C_1} 의 최소값을 얻을 수 있다. 이 두 값을 각각 조건 \mathbf{O}_1 과 \mathbf{O}_2 에 대입하면 멀티플렉싱 이득의 범위가 $r > 1/2$ 를 만족할 때, d_{C_1} 의 값은 0이 된다. 이는 outage 확률이 (혹은 에러 확률의 하계치가) 1임을 의미하므로, 이 경우는 무시한다. 멀티플렉싱 이득의 범위가 $r > 1/2$ 인 경우, d_{C_1} 가 0으로 주어진다. 따라서 d_{C_1} 의 최소값을 구하기 위한 나머지 유도과정에서는 멀티플렉싱 이득의 범위가 $0 \leq r \leq 1/2$ 인 경우만을 고려한다.

(2) $v_{1,1} \geq \alpha_1, v_{2,1} \geq \alpha_2$ 인 경우

조건 O_1 과 O_2 로부터 $v_{1,1}$ 과 $v_{2,1}$ 의 범위가 $M(\alpha_1 + \alpha_2) + 1 - 2r < v_{1,1}$ 과 $M(\alpha_1 + \alpha_2) + 1 - 2r < v_{2,1}$ 로 주어지므로, d_{C_1} 의 최소값은 $v_{1,1}$ 과 $v_{2,1}$ 의 값이 $M(\alpha_1 + \alpha_2) + 1 - 2r$ 일 때 발생한다. 이 경우 d_{C_1} 의 최소값은 $2M(1-2r) + 2M^2(\alpha_1 + \alpha_2)$ 로 주어진다.

(3) $v_{1,1} < \alpha_1, v_{2,1} \geq \alpha_2$ 인 경우와

$v_{1,1} \geq \alpha_1, v_{2,1} < \alpha_2$ 인 경우

$v_{1,1} < \alpha_1, v_{2,1} \geq \alpha_2$ 인 경우 $v_{1,1}$ 의 범위와 $v_{1,1} \geq \alpha_1, v_{2,1} < \alpha_2$ 인 경우의 $v_{2,1}$ 범위를 각각 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{1,1} &< -\frac{M\alpha_2 + 1 - 2r}{M-1}, \\ v_{2,1} &< -\frac{M\alpha_1 + 1 - 2r}{M-1}. \end{aligned} \quad (10)$$

이 결과들은 조건 O_4 ($v_{1,1} \geq 0, v_{2,1} \geq 0$)를 만족하지 못한다. 따라서 이 2가지 경우는 무시한다.

위 결과들을 종합하여 멀티플렉싱 이득이 $0 \leq r \leq 1/2$ 일 때, d_{C_1} 의 최소값을 $2M(1-2r) + 2M^2(\alpha_1 + \alpha_2)$ 로 결정할 수 있다.

2.1.2 d_{C_2} 의 유도

C_2 의 조건은 $\{O_1, O_2, O_3, O_4\}$ 이다. 멀티플렉싱 이득의 범위가 $0 \leq r \leq 1/2$ 일 때 v_3 는 $v_3 \geq \alpha_3$ 인 경우에만 조건 O_3 을 만족한다. 이 경우 조건 O_3 를 정리하면 $\max\{\alpha_3, \alpha_3 + 1 - 2r\} < v_3$ 가 되며, d_{C_2} 의 최소값을 얻기 위한 v_3 의 값은 $\alpha_3 + 1 - 2r$ 로 주어진다. 조건 O_1 과 O_2 로부터 $v_{1,1}$ 과 $v_{2,1}$ 를 구하기 위한 4가지 경우를 고려할 수 있다. 위에서 설명된 유도과정과 유사한 절차를 통해서 d_{C_2} 의 값을 $(M+1)(1-2r) + M^2\alpha_2 + \alpha_3$ 로 결정할 수 있다.

1)과 2)를 통해 얻은 d_{C_1} 과 d_{C_2} 를 사용하여 $d_{\text{CASE-I}}(r)$ 을 $d_{\text{CASE-I}}(r) = \min\{d_{C_1}, d_{C_2}\}$ 로 결정할 수 있다. 그 결과를 정리하면 다음과 같다.

Theorem 1 : 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하

는 M개의 다중 안테나 소스 노드와 단일 안테나 릴레이 노드, 목적지 노드로 이루어진 중계 프로토콜의 DMT 함수는 다음과 같다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = \begin{cases} (M+1)(1-2r) + M^2\alpha_2 + \alpha_3 \\ \text{if } 0 \leq r \leq \max\left\{0, \frac{1}{2} + \frac{2M^2\alpha_1 + M^2\alpha_2 - \alpha_3}{2(M-1)}\right\} \\ 2M(1-2r) + 2M^2(\alpha_1 + \alpha_2) \\ \text{if } \max\left\{0, \frac{1}{2} + \frac{2M^2\alpha_1 + M^2\alpha_2 - \alpha_3}{2(M-1)}\right\} < r \leq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (11)$$

2.2 CASE-II의 유도

CASE-II의 유도과정은 앞서 설명된 CASE-I의 유도과정과 유사하다. 그 결과를 정리하면 다음과 같다.

Theorem 2 : 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하는 M개의 다중 안테나 릴레이 노드와 단일 안테나 소스 노드, 목적지 노드로 이루어진 프로토콜의 DMT 함수는 다음과 같다.

$$d_{\text{CASE-II}}(r) = \begin{cases} (M+1)(1-2r) + \alpha_2 + M^2\alpha_3 \\ \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_1 \geq \frac{M\alpha_3 - \alpha_2}{M+1} \\ (M+1)(1-2r) + (M+1)(M\alpha_1 + \alpha_2) \\ \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } 0 \leq \alpha_1 < \max\left\{0, \frac{M\alpha_3 - \alpha_2}{M+1}\right\} \end{cases} \quad (12)$$

2.3 CASE-III의 유도

CASE-III의 유도과정은 앞서 설명된 CASE-I의 유도과정과 유사하다. 그 결과를 정리하면 다음과 같다.

Theorem 3 : 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하는 M개의 다중 안테나 목적지 노드와 단일 안테나 소스 노드, 릴레이 노드로 이루어진 프로토콜의 DMT 함수는 다음과 같다.

$$d_{\text{CASE-III}}(r) = \begin{cases} (M+1)(1-2r) + (M+1)(\alpha_1 + M\alpha_2) \\ \text{if } 0 \leq r \\ \leq \max\left\{0, \frac{1}{2} + \frac{M^2\alpha_3 - (M+1)\alpha_1 - M\alpha_2}{2}\right\} \\ 2M(1-2r) + M^2(\alpha_2 + \alpha_3) \\ \text{if } \max\left\{0, \frac{1}{2} + \frac{M^2\alpha_3 - (M+1)\alpha_1 - M\alpha_2}{2}\right\} \leq r \\ \leq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (13)$$

III. DMT 함수에 대한 접근적 분석

CASE-I, CASE-II, CASE-III 에서 모든 노드들이 단일 안테나를 사용하는 경우에는 같은 프로토콜을 다루게 되기 때문에 Theorem 1, Theorem 2, Theorem 3 은 모두 같은 DMT 함수를 보여주게 된다. 본 논문에서 얻은 결과는 DMT의 상계에 해당하지만, DMT 함수 상계의 접근적 분석은 부정확한 채널정보를 사용해 추가로 얻을 수 있는 다이버시티 이득을 예측할 수 있게 해 준다. 송신 노드에서 채널정보를 알지 못할 경우 ($\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$), CASE-I, CASE-II, CASE-III의 DMT 함수들은 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = d_{\text{CASE-II}}(r) = d_{\text{CASE-III}}(r) = (M+1)(1-2r), \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (14)$$

식 (14)로부터, 적응형 복호 후 전송 기법을 사용하는 상기 중계 프로토콜들은 송신 노드에서 채널 정보를 알지 못하는 경우 $M+1$ 개의 안테나를 가지는 multiple-input single-output (MISO) 혹은 single-input multiple-output (SIMO) 프로토콜들의 성능^[11]과 동일한 성능을 가질 것으로 예측할 수 있다. 송신 노드에서 불완전한 채널 정보를 알고 있을 때, 각각의 불완전한 채널 정보가 프로토콜의 성능에 미치는 효과를 알아보기 위해서 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 중 1개의 채널 정보만 알고 있는 경우에 대한 접근적 분석을 수행한다.

$\alpha_1 \neq 0, \alpha_2 \rightarrow 0, \alpha_3 \rightarrow 0$ 인 경우, CASE-I과 CASE-II의 DMT 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = d_{\text{CASE-II}}(r) = (M+1)(1-2r) \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (15)$$

식 (15)에서 CASE-I과 CASE-II는 불완전한 채널 정보를 사용하더라도 추가적인 다이버시티 이득을 얻지 못하는 것을 알 수 있다. CASE-III의 DMT 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-III}}(r) = \begin{cases} 2M(1-2r) & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_1 < \frac{1}{M+1} \\ (M+1)(1-2r) + (M+1)\alpha_1 & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1-(M+1)\alpha_1}{2} \text{ and } \alpha_1 \geq \frac{1}{M+1} \\ 2M(1-2r) & \text{if } \frac{1-(M+1)\alpha_1}{2} \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_1 \geq \frac{1}{M+1} \end{cases}. \quad (16)$$

식 (16)을 통해 CASE-III은 채널정보 α_1 이 $\alpha_1 < 1/(M+1)$ 를 만족하는 경우, 목적지 노드에 설치된 다중 안테나를 통해 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 채널정보 α_1 이 $\alpha_1 \geq 1/(M+1)$ 를 만족하는 경우에는 멀티플렉싱 이득 r 의 범위가 $0 \leq r \leq \{1-(M+1)\alpha_1\}/2$ 일 때, CASE-III 은 $(M+1)\alpha_1$ 의 추가이득을 얻는다. 또한, r 의 범위가 $\{1-(M+1)\alpha_1\}/2 \leq r \leq 1/2$ 인 경우에는 목적지 노드의 다중 안테나를 통해 다이버시티 이득의 향상을 얻게 됨을 확인할 수 있다. 소스 노드가 소스 노드와 릴레이 노드사이의 채널정보를 완벽하게 알고 있다면, $\alpha_1 \rightarrow \infty$ 라 할 수 있다. 이때, 식 (16)은 아래와 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-III}}(r) = 2M(1-2r) \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (17)$$

식 (17)을 통해 소스 노드가 채널정보를 완벽하게 알고 있는 경우에는 다중안테나를 통해 다이버시티 이득의 향상을 얻게 되는 것을 알 수 있다.

두 번째로 $\alpha_2 \neq 0, \alpha_1 \rightarrow 0, \alpha_3 \rightarrow 0$ 인 경우, CASE-I과 CASE-II에 대한 DMT 함수는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = (M+1)(1-2r) + M^2\alpha_2, \\ d_{\text{CASE-II}}(r) = (M+1)(1-2r) + \alpha_2, \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (18)$$

CASE-III에 대한 DMT 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-III}}(r) = \begin{cases} 2M(1-2r) + M^2\alpha_2 & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_2 > \frac{1}{M} \\ (M+1)(1-2r) + M(M+1)\alpha_2 & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1-M\alpha_2}{2} \text{ and } \alpha_2 \leq \frac{1}{M} \\ 2M(1-2r) + M^2\alpha_2 & \text{if } \frac{1-M\alpha_2}{2} \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_2 \leq \frac{1}{M} \end{cases}. \quad (19)$$

$\alpha_2 \neq 0$ 인 경우에는 식 (17)과 식 (18)에서 볼 수 있듯이 CASE-I, CASE-II, CASE-III 모두 노드들에 서 송신시 불완전한 채널 정보를 이용함으로써 추가

적인 이득을 얻을 수 있다. 소스 노드에서 목적지 노드 사이의 채널정보를 완벽하게 알고 있다면, $\alpha_2 \rightarrow \infty$ 라 할 수 있다. 이때, 식 (19)는 아래와 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-II}}(r) = 2M(1-2r) + M^2\alpha_2 \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (20)$$

식 (18)과 식 (20)을 통해 소스 노드가 소스 노드와 목적지 노드 사이의 채널 정보를 완벽하게 알고 있는 경우, 다이버시티 이득이 무한대가 됨을 알 수 있다. 소스 노드는 완벽한 순시적인 채널정보에 따라 데이터 전송의 유무, 전송률 그리고 전송 파워 등을 조절할 수 있기 때문에, outage 확률을 0으로 만들 수 있고, 무한대의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다⁷⁾.

마지막으로 $\alpha_3 \neq 0, \alpha_1 \rightarrow 0, \alpha_2 \rightarrow 0$ 인 경우, CASE-II와 CASE-III에 대한 DMT 함수들은 식 (15)와 동일하게 주어진다. CASE-I의 DMT 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = \begin{cases} 2M(1-2r) & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_3 > M-1 \\ (M+1)(1-2r) + \alpha_3 & \text{if } 0 \leq r \leq \frac{(M-1) - \alpha_3}{2(M-1)} \text{ and } \alpha_3 \leq M-1 \\ 2M(1-2r) & \text{if } \frac{(M-1) - \alpha_3}{2(M-1)} \leq r \leq \frac{1}{2} \text{ and } \alpha_3 \leq M-1 \end{cases} \quad (21)$$

$\alpha_3 \neq 0$ 인 경우는 $\alpha_1 \neq 0$ 인 경우와 유사하게 CASE-II와 CASE-III은 불완전한 채널정보를 통해서 추가적인 이득을 얻지 못하고 MISO 혹은 SIMO 프로토콜과 동일한 성능을 보인다. 하지만 CASE-I의 경우는 식 (21)에서 볼 수 있듯이 α_3 만큼의 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있고, 다중 안테나를 통한 추가 이득도 같이 얻을 수 있다. 릴레이 노드가 릴레이 노드와 목적지 노드사이의 채널정보를 완벽하게 알고 있다면, $\alpha_3 \rightarrow \infty$ 라 할 수 있다. 이때, 식 (21)은 아래와 같이 주어진다.

$$d_{\text{CASE-I}}(r) = 2M(1-2r) \quad \text{for } 0 \leq r \leq \frac{1}{2}. \quad (22)$$

식(22)를 통해 릴레이 노드가 채널정보를 완벽하게 알고 있는 경우에는 다중안테나를 통해 다이버시티

이득의 향상을 얻게 되는 것을 알 수 있다. $\alpha_2 \rightarrow \infty$ 인 경우와 달리, $\alpha_1 \rightarrow \infty$ 또는 $\alpha_3 \rightarrow \infty$ 인 경우에는 다이버시티 이득이 무한대가 되지 않는 것을 알 수 있다. $\alpha_1 \rightarrow \infty$ 인 경우에는 소스 노드가 릴레이 노드로 데이터를 전송할 때 채널 상태에 따라 데이터 전송률 또는 전송 파워를 조절할 수는 있지만 소스 노드와 목적지 노드 사이의 채널정보와 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널정보를 송신 노드에서 알지 못하기 때문에 outage 확률이 0이 되지 않는다. $\alpha_3 \rightarrow \infty$ 인 경우에도, 마찬가지로 outage 확률이 0이 되지 않는다.

DMT 함수 상계의 분석을 통해, 송신 시 불완전한 채널 정보를 사용하는 경우가 그렇지 않은 경우보다 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. 한가지 주목할 점은 α_2 (=소스 노드와 목적지 노드 사이의 채널 정보)를 알고 있는 경우에만 CASE-I, CASE-II, CASE-III 모두가 α_2 에 의한 추가적 다이버시티 이득을 얻게 된다는 점이다. 그림 1은 채널정보 α_2 만 알고 있는 경우에 대한 시뮬레이션 결과이다. (m,1,1) protocol은 소스 노드만 다중 안테나를 사용하는 경우로 Theorem 1의 결과에 해당한다. (1,m,1) protocol은 릴레이 노드만 다중 안테나를 사용하는 경우로 Theorem 2의 결과에 해당한다. 마지막으로 (1,1,m) protocol은 목적지 노드만 다중 안테나를 사용하는 경우로 Theorem 3의 결과에 해당한다. (m,0,1) / (1,0,m) protocol인 경우는 MISO / SIMO 프로토콜¹¹⁾의 DMT 결과를 의미한다. 채널 정보가 없는 (m,0,1) / (1,0,m) 프로토콜과 비교해서 (m,1,1), (1,m,1), (1,1,m) 3가지 프로토콜 모두 추가적인 이득을 얻는 것을 볼 수 있다. 송신 시 소스 노드와 릴레이 노드 사이의 채널 정보만을 알고 있으면, 릴레이 노드

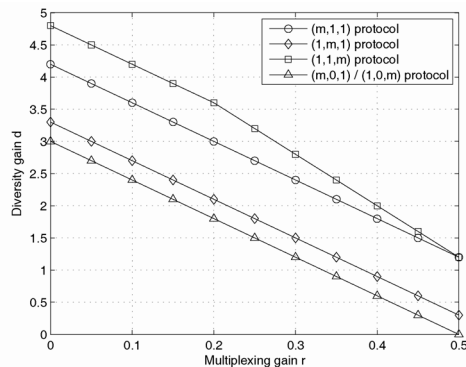


그림 1. $M=2, \alpha_2 \leq 1/M$ 일 때, $\alpha_2 = 0.3, \alpha_1 \rightarrow 0, \alpha_3 \rightarrow 0$ 에 대한 DMT 함수

에서 데이터를 올바르게 복호해서 목적지 노드로 전송을 해도 송신 노드에서는 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널 정보를 모르기 때문에 목적지 노드에서 수신된 데이터를 복호할 때에 에러가 발생할 확률이 높아진다. 송신 시 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널 정보만 알고 있는 경우에도 유사하게 생각할 수 있다. 따라서, 중계 프로토콜이 송신 노드에서 채널정보를 사용함에도 불구하고 이득을 얻지 못하는 경우가 발생한다. 하지만, 데이터를 송신하는 노드가 소스 노드와 목적지 노드 사이의 채널정보를 알고 있으면, 릴레이 노드를 통한 데이터 전송이 실패해도 목적지 노드는 소스 노드를 통해 직접 수신한 데이터를 에러없이 복호할 수 있으므로 수신 성능을 향상시킬 수 있다. 따라서 적응형 복호 후 전송 프로토콜에서 소스 노드에서 목적지 노드와의 채널정보를 데이터 송신에 사용할 수 있게 하는 것이 성능 향상에 매우 중요하다는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 적응형 복호 후 전송기법을 사용하는 다중안테나 중계 프로토콜이 불완전한 채널정보를 사용할 때, 다중 안테나를 각각 목적지 노드, 릴레이 노드, 소스 노드에서 사용할 경우에 대한 DMT 상계함수를 유도하고 그 결과를 제시하였다. 채널 정보가 없을 경우 이러한 프로토콜들은 MISO 혹은 SIMO 프로토콜과 동일한 성능을 보임을 확인하였다. DMT 상계함수의 점근적인 분석을 통해 불완전한 채널 정보를 사용하는 경우 이러한 프로토콜들은 채널정보의 질 (quality)에 따라 추가적인 다이버시티 이득을 발생시킨다는 것을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] L. Zheng, D.N.C. Tse, "Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.49, pp.1073-1096, May. 2003.

[2] T.T. Kim and M. Skoglund, "Diversity-multiplexing tradeoff in MIMO channels with patial CSIT," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.53, pp.2743-2759, Aug. 2007.

[3] L. Zheng and D.N.C. Tse, "Diversity-multiplexing tradeoff in multiple-access channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50,

pp.1859-1874, Sept. 2004.

[4] J.N. Laneman, D.N.C. Tse and G.W. Wornell "Cooperative diversity in wireless networks : efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, pp.3062-3180, Dec. 2004.

[5] M. Yuksel and E. Erkip, "Multiple-Antenna cooperative wireless systems : a diversity-multiplexing tradeoff perspective," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.53, pp.3371-3393, Oct. 2007.

[6] T.T. Kim and H.V. Poor, "On the diversity gain of AF and DF relaying with noisy CSI at the source transmitter," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.55, pp.5064-5073, Nov. 2009.

[7] X.J. Zhang, Y. Gong and K.B. Letaief, "On the diversity gain in cooperative relaying channels with imperfect CSIT," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.58, No.4, pp.1273-1279, Apr. 2010.

[8] X.J. Zhang, Y. Gong, "Impact of CSIT on the tradeoff of diversity and spatial multiplexing in MIMO channels," in *Proc. IEEE ISIT'09*, pp. 769-773, June. 2009.

[9] K. Azarian, H. El Gamal, and P. Schniter, "On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.51, pp.4152-4172, Dec. 2005.

[10] A. Lim and V.K.N. Lau, "On the fundamental tradeoff of spatial diversity and spatial multiplexing of MISO/SIMO links with imperfect CSIT," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.7, pp.110-117, Jan. 2008.

[11] D.N.C Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.

윤 한 상 (Hansang Yoon)

준회원



2010년 2월 건국대학교 정보통신공학전공 공학사
2010년 3월~현재 건국대학교 전자정보통신공학 석사과정 <관심분야> 이동통신, 통신이론, 통신시스템 설계

윤 은 철 (Eun Chul Yoon)

종신회원



1993년 2월 연세대학교 공학사

1995년 2월 연세대학교 공학석사

1995년~2000년 삼성전자 네

트웬크사업부 책임연구원

2006년 미국 스탠포드대학 전

기공학과 공학박사

2006년~2008년 삼성전자 통

신연구소 책임연구원

2008년~현재 건국대학교 전자공학부 조교수

<관심분야> 이동통신, 무선통신시스템 설계, 홈 네

트웬크, 협력 다이버시티