

# 분산 다중 안테나 기반의 상호 협력 통신을 위한 전송 프로토콜의 설계 및 분석

준회원 류 현 석\*, 종신회원 강 충 구\*\*

## Bandwidth-Efficient Transmission Protocol for Cooperative MIMO: Design and Analysis

Hyun Seok Ryu\* Associate Member, Chung G. Kang\*\* Lifelong Member

### 요 약

분산 다중 안테나 기반의 상호협력 통신(cooperative MIMO)을 구현하기 위해 대역 효율성 있는 두 가지 방식의 상호협력 전송 프로토콜을 제안하고 비교 분석한다. 같은 시분할 슬롯에 전송된 모든 심볼들 간에 간섭이 없다고 가정하는 경우에 대해 각 전송 프로토콜의 BER 성능을 AF (Amplify-and-Forward)와 DF (Decode-and-Forward) 방식에서 각각 분석한다. 수학적 분석과 모의실험 결과를 통해 제안한 전송 방식이 직접 전송 방식(direct transmission)에 비해 대역폭을 추가로 사용하지 않고 많은 이득이 있음을 보여준다.

**Key Words** : Cooperative MIMO, Transmission protocol, Amplify-and-Forward

### ABSTRACT

In this paper, we propose two different types of cooperative transmission protocols, referred to as spatial multiplexing with receive diversity (SMRD), that are bandwidth-efficient. We show that the BER performance can be significantly improved with a proper design of SMRD protocol under the AF (Amplify-and-Forward) and the DF (Decode-and-Forward) modes of relaying, when there is no interference among all symbols transmitted in the same time slot. BER analysis and our simulation result show that the proposed transmission protocol achieves a significant gain over no-cooperation (direct transmission) without any bandwidth expansion.

### 1. 서 론

최근 무선 통신 분야에서 공간 다이버시티 이득 (spatial diversity gain) 또는 공간 다중화 이득 (spatial multiplexing gain)을 얻기 위한 새로운 방식으로 cooperative MIMO의 개념이 제안되었다. 이는 단일 안테나를 장착한 노드들이 서로의 안테나를 공유하여, 분산 방식으로 가상의 MIMO 시스템을 구현할 수 있는 방식이다<sup>[1],[2]</sup>.

Cooperative MIMO를 구현하기 위해 가장 먼저

해결해야 할 문제는 릴레이(relay) 노드(node)를 선택하는 것이다. 즉, 언제 몇 개의 릴레이 노드를 어떻게 선정할 것인지 결정되어야 하며<sup>[6],[7]</sup>, 본 연구에서는 이미 특정 릴레이 노드들이 선택되었다는 가정을 전제로 한다. 일단 릴레이 노드들이 선택되면 시공간적으로 언제 어떤 노드를 통해 무엇을 전송할 것인지를 규정하는 상호협력 전송 프로토콜이 설계되어야 한다. 지금까지 cooperative MIMO를 위한 여러 유형의 전송 프로토콜들이 제안된 바 있다<sup>[3],[4]</sup>.

\* 고려대학교 전자공학과 무선정보시스템공학 연구실(kor74ryu@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-08-380, 접수일자 : 2007년 8월 23일, 최종논문접수일자 : 2008년 4월 7일

[3]에서는 다양한 상호협력 전송 프로토콜을 통해 cooperative MIMO에서의 outage 확률이 줄어들 수 있음을 보여주었다. 특히, [4]에서는 세 가지 형태의 전송 프로토콜(프로토콜 I, 프로토콜 II, 프로토콜 III)에 대해 ergodic capacity를 분석하였다. 이러한 분석들은 AF (Amplify-and-Forward)와 DF (Decode-and-Forward) 방식을 사용하는 고정된 단일 릴레이 시스템에 초점을 두고 있고 세 가지 형태의 전송 프로토콜 각각에 대해 적절한 전력 제어 가 이루어졌다고 가정할 경우 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있다(이 경우 다이버시티 이득=2). 또한, [4]에서 제안한 전송 프로토콜 I은 최대 다이버시티 이득 뿐 아니라 프로토콜 II, III에 비해 대역 효율성이 있다. 이러한 분석들을 두 개의 릴레이 노드를 사용하는 시스템에 적용하는 것은 기존의 분석들을 단순 확장하는 것이라고 언급하고 있다<sup>3,5</sup>.

본 논문에서는 두 개의 고정된 릴레이 노드를 사용하는 시스템을 위한 새로운 전송 프로토콜을 제안하며, 제안하는 전송 프로토콜들에 대한 비트 오류율(Bit Error Rate)을 수학적으로 분석한다. 제안하는 전송 프로토콜은, 기존의 전송 프로토콜과 같이 대역 효율성이 좋을 뿐만 아니라 목적지 노드에서의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 채널과 신호 모델 그리고 두 개의 고정된 릴레이 노드를 갖는 시스템을 위한 두 가지 형태의 상호협력 전송 프로토콜을 제안한다. III장에서는 각 전송 프로토콜의 시분할 슬롯당 심볼들의 순시적 신호대 잡음비 (instantaneous Signal-to-Noise Ratio)를 분석한다. IV장에서는 III장에서 유도한 순시적 신호대 잡음비를 이용하여 각 전송 프로토콜의 심볼 별 평균 비트 오류율 성능을 분석한다. 한편, V장에서는 V장과에서 유도한 평균 비트 오류율 성능과 모의 실험을 통한 성능을 비교 분석하고 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 채널 모델 및 전송 프로토콜

### 2.1 채널 및 신호 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 송신 노드(source node:  $S$ )와 목적지 노드(destination node:  $D$ )가 릴레이 노드 없이 직접 또는 릴레이 노드인  $R_1, R_2$ 를 거쳐 간접적으로 통신을 하는 시스템 모델을 고려한다. 모든 노드들은 단일 안테나만을 가지고 있다. 그림 1에서 노드들 사이에는  $S$ 와  $D$  사이의 직접

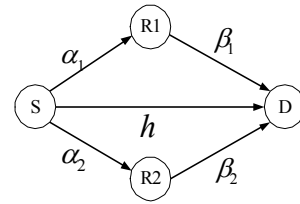


그림 1. 채널 모델

통신을 위한 링크,  $S$ 와 릴레이 노드들 사이의 통신을 위한 첫 번째 홉(the first-hop) 링크, 그리고 릴레이 노드들과  $D$ 사이의 통신을 위한 마지막 홉(the last-hop) 링크가 있다. 각 링크의 채널 계수는 주파수 평탄 블락 페이딩으로 모델링되며 그림 1처럼 각각  $h, \alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ 로 표시한다.

본 논문에서는 half duplex를 가정하고 송신단에서는 어떠한 채널 정보도 이용하지 않고 수신단에서는 완벽하게 채널정보를 추정할 수 있으며 심볼 간의 동기 가 정확하게 맞았다고 가정한다.  $S$ 가 시분할 슬롯  $i$ 에 전송하는  $n$ 개의 심볼들은  $x_i[n]$ 으로 표기한다. 분석의 편의를 위해 시분할 슬롯 별 한 개의 심볼을 전송한다고 가정하면 매 시분할 슬롯마다 전송되는 심볼은  $x_i$ 로 나타낼 수 있다. 또한 전송되는 심볼들의 평균 전력은 1로 정규화 되었다고 가정한다. 마지막으로 송신 노드와 릴레이 노드들은 같은 시분할 슬롯에 모든 링크들 간에 직교 코드들을 사용하여 통신을 하므로 서로 송신하는 신호들 간에 간섭은 없다고 가정한다<sup>12</sup>.

### 2.2 제안하는 상호협력 전송 프로토콜

본 소절에서는 두 시분할 슬롯을 통하여 두 개의 심볼 전송이 가능한 즉, 대역 효율성이 좋은 두 가지 방식의 상호협력 전송 프로토콜을 제안한다. 두 개의 릴레이 노드를 사용하는 상호협력 통신 시스템을 고려할 때, 첫 번째 제안하는 상호협력 전송 프로토콜은 한 개의 릴레이 노드를 사용하는 상호협력 통신 시스템을 위해 [4]에서 제안되었던 기존의 상호협력 전송 프로토콜을 단순 확장한 것이다. 그러나 이 전송 프로토콜은 두 시분할 슬롯을 통해 전송되는 두 개의 심볼들 중 한 개의 심볼이 다이버시티 이득을 갖지 못하는 단점이 있다. 그러므로  $D$ 에서의 평균적인 심볼 오류 또는 비트 오류 성능이 열화된다. 따라서 첫 번째 제안하는 전송 프로토콜과 동일한 대역 효율성을 가지면서 다이버시티 이득 또한 충분히 얻을 수 있는 상호협력 전송 프로토콜을 제안한다.

2.2.1 Spatial Multiplexing with Receive Diversity - Type A

S가 첫 번째 시분할 슬롯동안 심볼  $x_1$ 을 두 개의 릴레이 노드  $R_1, R_2$ 와 D로 전송한다. 두 번째 시분할 슬롯에  $R_1, R_2$ 가 첫 번째 시분할에 S로부터 수신한 심볼  $x_1$ 을 중계함과 동시에 S가 새로운 심볼  $x_2$ 를 D로 전송한다. 즉 두 개의 서로 다른 심볼  $x_1, x_2$ 가 두 번째 시분할 슬롯에 D에서 공간적으로 다중화(multiplexing)된다. 상호협력 통신을 위한 이러한 전송 프로토콜을 수신 다이버시티를 갖는 공간 다중화 전송 프로토콜 타입 A (Spatial Multiplexing with Receive Diversity- Type A: SMRD-A)라 명하고 네 개의 시분할 슬롯 동안의 동작 원리는 그림 2에 명시되어있다.

두 번째 심볼(또는 매 짝수 번째 심볼)은 D에서 3번 수신되는 첫 번째 심볼(또는 매 홀수 번째 심볼)과는 달리 D에서 한번 수신된다. 따라서 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼은 서로 다른 다이버시티 이득을 갖게 됨을 알 수 있다. SMRD-A 프로토콜과 같이 두 번의 시분할 슬롯 동안 두 개의 심볼이 전송되는 대역 효율성을 만족하면서 동시에 심볼들 간의 다이버시티 이득이 동일하도록 만들어주어 심볼들의 평균 에러 성능을 향상 시킬 수 있는 또 다른 전송 프로토콜을 고려한다.

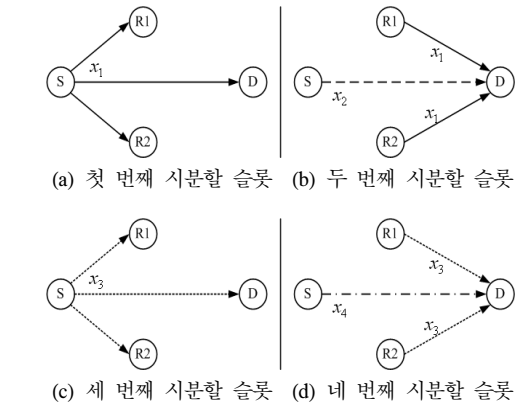


그림 2. SMRD-A 전송 프로토콜의 동작 과정

2.2.2 Spatial Multiplexing with Receive Diversity - Type B

SMRD-B라 명하는 또 다른 형태의 전송 프로토콜의 동작 원리는 그림 3에 명시되어 있다. 첫 번째 시분할 슬롯에 S가 심볼  $x_1$ 을  $R_1$ 과 D로 전송한다.

$R_2$ 는 첫 번째 시분할 슬롯동안 스위치를 꺼 놓는다. 두 번째 시분할 슬롯에 S는 심볼  $x_2$ 를  $R_2$ 와 D로 전송한다. 이때  $R_1$ 은 이전 시분할 슬롯에 수신한 심볼  $x_1$ 을 D로 중계한다. 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에 전송하는 심볼  $x_1, x_2$ 는 두 번째 시분할 슬롯에 공간적으로 다중화된다. 세 번째 시분할 슬롯에 S는 새로운 심볼  $x_3$ 를  $R_1$ 과 D로 전송함과 동시에  $R_2$ 는 이전 시분할 슬롯에 수신한 심볼  $x_2$ 를 D로 중계한다. 이러한 공간 다중화 과정이 그림 3에서 보이는 것처럼 다음 시분할 슬롯에서도 반복된다.

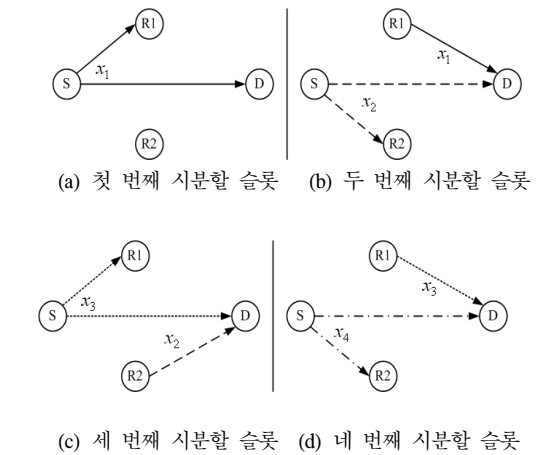


그림 3. SMRD-B 전송 프로토콜의 동작 과정

III. 심볼 당 순시 신호대 잡음비 분석

전송 프로토콜을 위한 시그널링 방식은 크게 AF와 DF 방식으로 분류할 수 있다<sup>[14],[15]</sup>. AF 방식은 현재 셀룰러 망에서 사용하는 중계기와 유사한 역할을 한다. 즉, R은 S로부터 수신된 신호를 단순히 아날로그 도메인에서 증폭하여 D로 중계한다. 한편, DF 방식은 AF 방식보다 지능화된 중계 방식으로써 R은 S로부터 수신한 신호를 복조 및 복호화 과정을 수행한 후 재변조 및 부호화하여 D로 중계한다. 적응형 변조 및 부호화 기술 (adaptive modulation and coding scheme: AMC)을 사용하는 시스템에서는 DF 방식을 사용하는 것이 바람직하다. 그러나, AF 방식은 구현이 간단하고, 현재 셀룰러 망에 설치된 중계기를 이용할 수 있는 장점이 있다. 본 절에서는 AF와 방식에 대해 각 시분할 슬롯에 D에서 수신되는 심볼들을 이용하여 각 심볼 당 순시 신호대 잡음비를 유도한다.

### 3.1 SMRD-A 프로토콜

$y_D^1, y_D^2$ 는 각각 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신된 신호이다. 이 신호들에 각각 단방향 전력 밀도(one sided power spectral density)  $N_0$ 를 갖는 백색 가우시안 잡음(white Gaussian Noise)  $n_D^1, n_D^2$ 가 더해진다. 한편  $y_{R_i}^1, y_{R_i}^2$ 는 릴레이 노드  $i$  ( $i \in \{1, 2\}$ )에서 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에 수신한 신호를 각각 나타낸다.

$S$ 와  $D$  사이의 페이딩 계수  $h$ 가 주어지면 첫 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_D^1 = hx_1 + n_D^1 \quad (1)$$

이에 따른 첫 번째 시분할 슬롯의 심볼  $x_1$ 에 대한 신호대 잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma_h = |h|^2 / N_0 \quad (2)$$

한편 송신 노드와 릴레이 노드들 사이의 페이딩 계수  $\alpha_i$ 가 주어지면 첫 번째 시분할 슬롯에  $R_1$ 과  $R_2$ 에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y_{R_i}^1 = \alpha_i x_1 + n_{R_i}^1, \quad i = 1, 2 \quad (3)$$

여기서  $n_{R_i}^1$ 는 단방향 전력 밀도  $N_0$ 를 갖는 백색의 가우시안 잡음이다.

마지막으로 릴레이 노드들과 목적지 노드 사이에 페이딩 계수  $\beta_i$ 가 주어지면 두 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신되는 심볼  $x_1$ 에 대한 신호는 다음과 같다.

$$y_D^2 = \beta_i A_i (y_{R_i}^1) + n_D^2, \quad i = 1, 2 \quad (4)$$

여기서  $A_i$ 는 릴레이 노드에서의 증폭 인자(amplification factor)로써 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A_i = \frac{1}{|\alpha_i|^2 + N_0}, \quad i = 1, 2 \quad (5)$$

식 (3)과 (5)를 (4)에 대입하면 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에 수신한 심볼  $x_1$ 에 대한 MRC (Maximal Ratio Combiner) 출력단에서의 신호대 잡음비를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_1^{SMRD-A} = \gamma_h + \sum_{i=1}^2 \frac{\gamma_{\alpha_i} \gamma_{\beta_i}}{\gamma_{\alpha_i} + \gamma_{\beta_i} + 1} \quad (6)$$

여기서  $\gamma_{\alpha_i} = |\alpha_i|^2 / N_0$  와  $\gamma_{\beta_i} = |\beta_i|^2 / N_0$ 는 각각 페이딩 계수  $\alpha_i, \beta_i$ 에 관계된 신호대 잡음비를 나타낸

다. 높은 신호대 잡음비에서 식 (6)은 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\gamma_1^{SMRD-A} \approx \gamma_h + \sum_{i=1}^2 \frac{\gamma_{\alpha_i} \gamma_{\beta_i}}{\gamma_{\alpha_i} + \gamma_{\beta_i}} \quad (7)$$

두 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 심볼  $x_2$ 에 대한 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_D^2 = hx_2 + n_D^2 \quad (8)$$

두 번째 시분할 슬롯에서 심볼  $x_2$ 에 대한 신호대 잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma_2^{SMRD-A} = \gamma_h \quad (9)$$

### 3.2 SMRD-B 프로토콜

첫 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신한 신호와 그에 대한 신호대 잡음비는 각각 식 (1), (2)와 같다.

두 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신한 심볼  $x_1$ 에 대한 신호는 다음과 같다.

$$y_D^2 = \beta_1 A_1 (\alpha_1 x_1 + n_{R_1}^1) + n_D^2 \quad (10)$$

식 (5)를 (10)에 대입하면 두 번째 시분할 슬롯에 심볼  $x_1$ 에 대한 신호대 잡음비를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma_1^2 = \frac{\gamma_{\alpha_1} \gamma_{\beta_1}}{\gamma_{\alpha_1} + \gamma_{\beta_1} + 1} \quad (11)$$

높은 신호대 잡음비를 가정하면 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에 수신한 심볼  $x_1$ 에 대한 MRC (Maximal Ratio Combiner) 출력단에서의 신호대 잡음비는 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\gamma_1^{SMRD-B} \approx \gamma_h + \frac{\gamma_{\alpha_1} \gamma_{\beta_1}}{\gamma_{\alpha_1} + \gamma_{\beta_1}} \quad (12)$$

한편, 두 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신한 신호와 그에 따른 신호대 잡음비는 각각 식 (8), (9)와 같다. 세 번째 시분할 슬롯에  $D$ 에서 수신한 신호는 다음과 같다.

$$y_D^3 = \beta_2 A_2 (\alpha_2 x_2 + n_{R_2}^2) + n_D^3 \quad (13)$$

식 (5)를 (13)에 대입한 후, 높은 신호대 잡음비를 가정하면 두 번째 시분할 슬롯과 세 번째 시분할 슬롯 동안 수신한 심볼  $x_2$ 에 대한 MRC (Maximal Ratio Combiner) 출력단에서의 신호대 잡음비는 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$\gamma_2^{SMRD-B} \approx \gamma_h + \frac{\gamma_{\alpha_2} \gamma_{\beta_2}}{\gamma_{\alpha_2} + \gamma_{\beta_2}} \quad (14)$$

#### IV. 평균 비트 오류율 분석

본 절에서는 III 절에서 구한 각 심볼의 순시 신호대 잡음비에 대해 MGF (Moment Generating Function) 기반의 분석을 이용하여 평균 비트 오류율을 유도한다. 모든 링크는 레일리 페이딩을 겪는다고 가정했으므로 각 링크의 순시 신호대 잡음비는 지수 분포(exponential distribution)를 따르며 분석의 편의를 위해 각 링크에 대한 신호대 잡음비인  $\gamma_h, \gamma_{\alpha_1}, \gamma_{\alpha_2}, \gamma_{\beta_1}, \gamma_{\beta_2}$ 는  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5$ 로 표시한다. 다시 말해, 각 링크에 대한 신호대 잡음비의 확률 밀도 함수(probability density function)는  $p_{\gamma_i}(\gamma) = (1/\gamma_i)e^{-\gamma/\gamma_i}$ 이다. 여기서  $\bar{\gamma}_i$ 는  $\gamma_i, i=1,2,\dots,5$ 의 평균이다.

##### 4.1 SMRD-A 프로토콜

S와 D 사이의 페이딩 계수가 레일리 분포를 따르기 때문에 첫 번째 시분할 슬롯에 D에서 심볼  $x_1$ 에 대한 신호대 잡음비의 확률 밀도 함수(pdf: probability density function)는 다음과 같다.

$$p_{r_1}(\gamma) = (1/\bar{\gamma}_1)e^{-\gamma/\bar{\gamma}_1} \quad (15)$$

(15)에 따른 MGF는 다음과 같다.

$$M_{r_1}(s) = 1/(1 + \bar{\gamma}_1 s) \quad (16)$$

식 (16)과 참조 문헌 [9]의 조화 평균에 대한 MGF를 사용하면 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯 동안 MRC 출력단에서 심볼  $x_1$ 에 대한 MGF는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_{r_1}^{SMRD-A}(s) = \frac{1}{9\gamma_2\gamma_3\gamma_4\gamma_5} \times \frac{16^2}{(1 + \gamma_1 s)(x_{24}x_{35})^2} \times \left[ \frac{4z_{24}}{x_{24}} F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{24}}{x_{24}}\right) + F\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{24}}{x_{24}}\right) \right] \times \left[ \frac{4z_{35}}{x_{35}} F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{35}}{x_{35}}\right) + F\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{35}}{x_{35}}\right) \right] \quad (17)$$

여기서  $F(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 는 참조 문헌 [10]의 수식 15.1.1에서 정의한 Gauss's Hypergeometric function

이고  $x_{24}, x_{35}, y_{24}, y_{35}, z_{24}, z_{35}$ 는 다음과 같다.

$$x_{24} = 1/\bar{\gamma}_2 + 1/\bar{\gamma}_4 + 2/\sqrt{\bar{\gamma}_2\bar{\gamma}_4} + s \quad (18)$$

$$x_{35} = 1/\bar{\gamma}_3 + 1/\bar{\gamma}_5 + 2/\sqrt{\bar{\gamma}_3\bar{\gamma}_5} + s$$

$$y_{24} = 1/\bar{\gamma}_2 + 1/\bar{\gamma}_4 - 2/\sqrt{\bar{\gamma}_2\bar{\gamma}_4} + s \quad (19)$$

$$y_{35} = 1/\bar{\gamma}_3 + 1/\bar{\gamma}_5 - 2/\sqrt{\bar{\gamma}_3\bar{\gamma}_5} + s$$

$$z_{24} = 1/\bar{\gamma}_2 + 1/\bar{\gamma}_4 \quad (20)$$

$$z_{35} = 1/\bar{\gamma}_3 + 1/\bar{\gamma}_5$$

이전의 DPSK (binary differential phase shift keying) 변조 방식에 대한 평균 비트 오류율은  $P_b = 1/2M_f(1)$ 이고<sup>[11]</sup>, 모든 링크의 평균 신호대 잡음비가 동일한 대칭 채널을 가정하면 (즉,  $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}, i=1,\dots,5$ ) SMRD-A 프로토콜에서 심볼  $x_1$ 에 대한 평균 비트 오류율은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$P_{b,1}^{SMRD-A} = \frac{256}{9} \frac{1}{(1+\bar{\gamma})} \frac{1}{(4+\bar{\gamma})^4} \times \left[ \frac{8}{(4+\bar{\gamma})} F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\bar{\gamma}}{(4+\bar{\gamma})}\right) + F\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\bar{\gamma}}{(4+\bar{\gamma})}\right) \right]^2 \quad (21)$$

심볼  $x_2$ 의 MGF는 식 (16)의 결과와 같기 때문에  $x_2$ 의 평균 비트 오류율은 다음과 같다.

$$P_{b,2}^{SMRD-A} = \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_1)} \quad (22)$$

##### 4.2 SMRD-B 프로토콜

SMRD-B 프로토콜의 경우 첫 번째 시분할 슬롯에서 D에서 수신한 심볼  $x_1$ 에 대한 확률 밀도 함수와 MGF는 각각 식 (15), (16)의 결과와 같다. 식 (18), (19), (20)과 [9]에서 언급한 조화 평균의 MGF를 사용하여 첫 번째 시분할 슬롯과 두 번째 시분할 슬롯에 MRC 출력단에서 구한 심볼  $x_1$ 의 MGF는 다음과 같다.

$$M_{r_1}^{SMRD-A}(s) = \frac{1}{3\gamma_2\gamma_4} \frac{16}{(1 + \gamma_1 s)(x_{24})^2} \times \left[ \frac{4z_{24}}{x_{24}} F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{24}}{x_{24}}\right) + F\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{y_{24}}{x_{24}}\right) \right] \quad (23)$$

이전 DPSK 변조 방식과 모든 링크의 평균 신호

대 잡음비가 동일한 경우를 고려하면 SMRD-B 프로토콜의 심볼  $x_1$ 과  $x_2$ 에 대한 평균 비트 오류율은 다음과 같다.

$$P_{b,1}^{SMRD-B} = P_{b,2}^{SMRD-B} \quad (24)$$

$$= \frac{8}{3(1+\bar{\gamma})(4+\bar{\gamma})^2} \times \left[ \frac{8}{(4+\bar{\gamma})} F\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\bar{\gamma}}{(4+\bar{\gamma})}\right) + F\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{\bar{\gamma}}{(4+\bar{\gamma})}\right) \right]$$

### V. 모의 실험 및 분석

본 절에서는 III절과 IV절에서 수학적으로 분석한 전송 프로토콜들의 비트 오류율 성능을 모의실험 분석과 비교 분석한다. 또한 제안하는 전송 프로토콜을 DF 방식의 시그널링과 결합할 경우에 대한 성능을 모의 실험을 통해 분석한다.

모의 실험 환경은 다음과 같다. 각 링크는 블록 레일리 페이딩을 가정하고 대칭 채널을 가정한다. 다시말해, 각 링크의 평균 신호대 잡음비는 동일하다고 가정하며, 모든 노드들은 단일 안테나만을 장착했다고 가정한다. 변조 방식은 이진 DPSK를 사용하였다. 수신단에서는 채널을 정확히 추정할 수 있다고 가정한다. 각 링크간에는 CDMA와 같은 직교 코드 혹은 서로 다른 주파수의 사용으로 인해 간섭이 없다고 가정한다.

그림 5는 직교 채널을 사용할 경우 AF 방식에서 SMRD-A와 SMRD-B 프로토콜의 수학적 분석 결과식 (21), (22), (24)와 모의실험 결과를 비교한 그래프이다. 수학적 분석 결과는 모의실험 결과와 일치함을 알 수 있다. 예상했던 것처럼 SMRD-A 프로토콜에서 첫 번째 심볼  $x_1$ 이 3개의 링크를 통해 수신되어 다이버시티 이득 3을 얻을 수 있는 반면 두 번째 심볼  $x_2$ 는 1개의 링크를 통해 수신되므로 다이버시티 이득이 없기 때문에  $x_1$ 보다  $x_2$ 의 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있다. 한편 SMRD-B 프로토콜에서는 첫 번째 심볼과 두 번째 심볼 모두 2개의 링크를 통해 수신되어 다이버시티 이득 2를 얻을 수 있으므로 두 개의 심볼 모두 각각 AF와 DF 방식에서 동일한 비트 오류 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 6은 그림 5에서 보여준 SMRD-A와 SMRD-B 프로토콜들의 두 심볼들( $x_1, x_2$ )에 대해 평균을

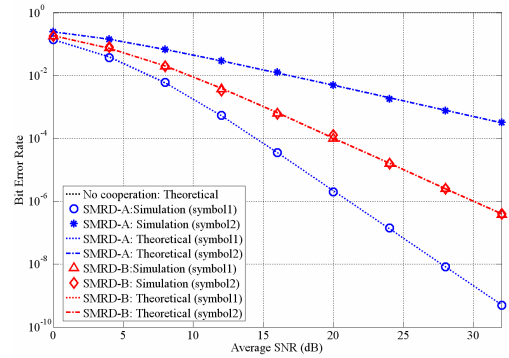


그림 5. AF에서 각 심볼에 대한 BER 성능 비교

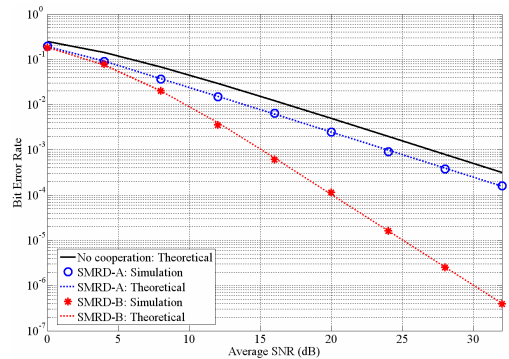


그림 6. AF에서 두 심볼의 평균에 대한 BER 성능 비교

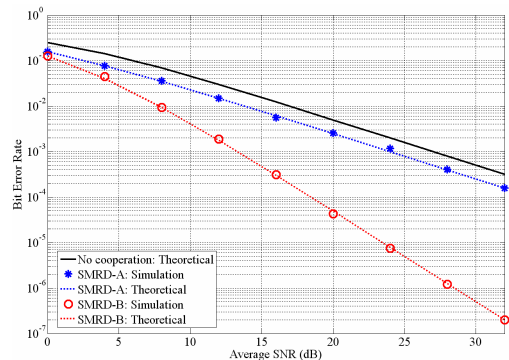


그림 7. DF에서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적일 경우에 두 심볼의 평균에 대한 BER 성능 비교

취한 그래프이다. SMRD-A와 SMRD-B 모두 직접 통신에 비해 성능 향상이 있음을 알 수 있으며, 목표 평균 비트 오류율  $10^{-3}$ 에서 SMRD-B가 SMRD-A보다 8dB 이득이 있음을 알 수 있다. 예상했던 대로 SMRD-A의 성능은 다이버시티 이득이 없는 두 번째 심볼에 의해 좌우되므로 첫 번째와 두 번째 심볼 모두 다이버시티 이득 2를 갖는

SMRD-B의 성능이 좋음을 알 수 있다.

그림 7은 DF 방식에서 SMRD-A와 SMRD-B 프로토콜들의 두 심볼들( $x_1, x_2$ )에 대해 평균을 취한 그래프이다. 이때  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널은 이상적이라고 가정한다. 즉,  $R_1, R_2$ 에서는  $S$ 로부터 수신한 신호를 오류 없이 검출할 수 있다고 가정한다.  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적일 경우 DF 방식에서 SMRD-A와 SMRD-B의 성능은 AF 방식

에서의 성능과 유사한 양상을 보인다. 즉, DF 방식의 경우에서도 각 심볼 별 동일한 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 SMRD-B가 SMRD-A보다 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 8은 DF 방식에서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적일 경우(No error)와 그렇지 않을 경우(With error)의 성능을 나타낸다. SMRD-A와 SMRD-B의 두 심볼들( $x_1, x_2$ )에 대해 평균을 취한 성능 그림이다. 예상했던 대로 DF 방식에서  $R_1, R_2$ 가 수신한 신호에 오류가 존재할 경우, SMRD-A와 SMRD-B 모두 다이버시티 이득이 없음을 알 수 있다. 따라서 DF 방식을 사용할 경우  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 성능에 많은 영향을 줄 수 있음을 알 수 있다.

그림 9는 DF 방식에서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적이라고 가정했을 경우 AF 방식과의 각 심볼들의 비트 오류 성능을 비교한 것이다. SMRD-A 프로토콜의 경우에 첫 번째 심볼,  $x_1$ 은 AF 방식보다 DF 방식이 전 범위에 걸쳐 약 2 dB의 성능 향상이 있음을 보여준다. SMRD-A 프로토콜의 두 번째 심볼,  $x_2$ 는  $S$ 에서  $D$ 로 직접 전송되므로 AF와 DF 방식에서 모두 상호 협력 전송을 하지 않은 경우와 동일한 성능을 보인다. SMRD-B 프로토콜의 경우  $x_1, x_2$  심볼들 모두 AF 방식보다 DF 방식의 경우 전 범위에 걸쳐 약 2 dB의 성능 향상이 있다. 다시 말해, SMRD-A와 SMRD-B 프로토콜 모두 AF 방식보다 DF 방식에서 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 따라서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 충분히 좋도록 보장할 수 있다면, 제안하는 전송 프로토콜들은 AF 보다 DF 방식에서 성능이 더 좋음을 알 수 있다. 셀룰러 망의 하향 링크를 고려할 경우, 기지국( $S$ )과 중계기( $R_1, R_2$ )는 일반적으로 높은 위치에 설치되어 있으므로 line-of-sight를 보장 할 수 있다<sup>[13]</sup>. 또는 기지국과 중계기에서 다중 안테나를 사용함으로써 기지국과 중계기 사이에 송수신하는 신호의 신뢰도를 높일 수 있으므로<sup>[13]</sup> 이러한 상황에서는 DF 방식의 시그널링을 사용하는 것이 바람직하다.

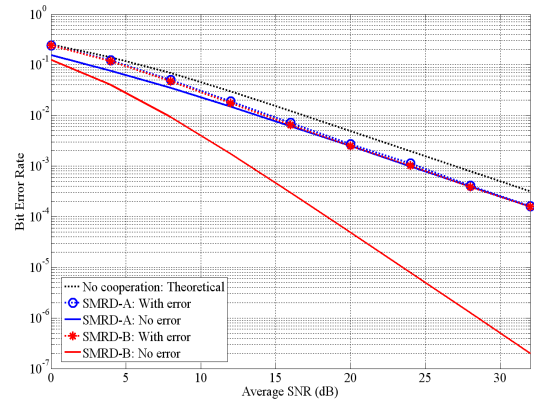


그림 8. DF에서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적인 경우와 이상적이지 않을 경우에 대한 BER 성능 비교

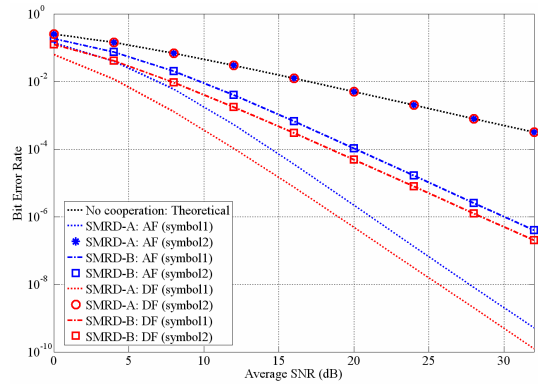


그림 9. DF에서  $S$ 와  $R_1, R_2$  사이의 채널이 이상적이라고 가정할 경우 AF와 DF에서 각 심볼들의 BER 성능 비교

## VI. 결론

본 논문에서는 심볼 당 전송을 고려했을 경우, 두 시분할 슬롯에 두 심볼을 전송할 수 있는 대역 효율적인 두 가지 방식의 상호협력 전송 프로토콜을 제안 하였고 AF 방식에서 수학적 분석을 통해 성능을 확인하였다. 상호협력 전송 프로토콜의 적절한 디자인을 통해서만 대역폭의 추가적인 사용 없이 직접 통신에 비해 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 또한, 송신 노드와 중계기 사이의 채널 상태가 충분히 좋도록 보장할 수만 있다면, AF 방식보다 DF 시그널링 방식을 사용하는 것이 바람직 함을 알 수 있다. 앞으로의 연구에서는 세 개 이상의 중계기로 구성된 시스템에서 전송률과 복잡도를 희생하지 않고 비트 오류율을 향상시킬 수 있는 새로운 전송 프로토콜의 설계가 필요하다. 한편, 분산 안테나 기반의 상호협력 통신 시스템에

서 간섭 문제를 고려한 효율적인 다중 접속 방식에 대한 설계가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative Communication in Wireless Networks," *IEEE Communication Magazine*, pp. 74-80, Oct. 2004.

[2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazahang, "User Cooperation Diversity Part I and Part II," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 51, No. 11, pp. 1927-48, Nov. 2003.

[3] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, Vol. 50, No. 12, pp. 3062-80, Dec. 2004.

[4] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühler, "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design," *IEEE Journal of Selected Areas on Commun.*, Vol. 22, No. 6, pp. 1099-109, Aug. 2004.

[5] J. Boyer, D. D. Falconer, and H. Yanikomeroglu, "Multihop Diversity in Wireless Relaying Channels," *IEEE Trans. on Commun.*, pp. 1820-30, Oct. 2004.

[6] H. Hu, "Performance Analysis of Cellular Networks with Digital Fixed Relays," *Master's Thesis*, Sept. 2003.

[7] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A Simple Cooperative Diversity Method based on Network Path Selection," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.* vol. 24, no. 3, pp. 659-672, March 2006.

[8] J.G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2000.

[9] M.O. Hansa and M.S. Alouini, "End-to-End Performance of Transmission System with Relays over Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 2, No. 6, pp. 1126-31, Nov. 2003.

[10] M. Abramowitz and I.A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas,*

*Graphs, and Mathematical Tables*, 9th ed. New York: Dover, 1970.

[11] M.K. Simon and M.S. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels*, New York: Wiley, 2000.

[12] A. Ribeiro, X. Cai, and G.B. Giannakis, "Symbol Error Probabilities for General Cooperative Links" *IEEE Trans. Wireless Commun.* Vol.4, No. 3, pp. 1264-73 May 2005.

[13] IEEE 802.16j Baseline Document, IEEE 802.16j-06/026r4.

류 현 석 (Hyun Seok Ryu)

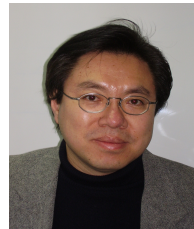
준회원



1999년 8월 고려대학교 전자공학  
과 졸업  
2006년 2월 고려대학교 전파공학  
과 석사  
2006년 3월~현재 고려대학교 전  
파공학과 박사과정  
<관심분야> 광대역 무선 송/수신  
기술, 이동통신 시스템 모델링 및 성능 분석

강 충 구 (Chung G. Kang)

정회원



1987년 6월 Univ. of California  
(San Diego), 전자공학과 학사  
1989년 6월 Univ. of California  
(Irvine), 전자 및 컴퓨터 공학  
과 석사  
1993년 3월 Univ. of California  
(Irvine), 전자 및 컴퓨터 공학  
과 박사

1992년 7월~1993년 6월 (미) Aerospace Corp. 연구원  
1993년 3월~1994년 2월 (미) Rockwell International  
연구원  
2000년 9월~2001년 8월 (미) Center for Wireless  
Communication, UCSD 방문 교수  
1994년 3월~2006년 2월 고려대학교 전파통신공학과 교수  
2003년 7월~현재 TTA PG05 2.3GHz 휴대인터넷 프  
로젝트 그룹 부의장/서비스 및 네트워크 실무반 의장  
2005년 1월~2005년 12월 한국통신학회 이동통신연구  
회 위원장  
2006년 1월~현재 한국통신학회 (상임) 학술이사  
<관심분야> 광대역 무선 전송기술 및 매체접근 제어 프로토  
콜 설계/구현, 무선 네트워크(Wireless PAN/LAN/MAN)  
제어 프로토콜 설계 및 성능 분석