

# 주파수 선택적 페이딩 채널에서 인지 무선 통신을 위한 Alamouti 코딩 기반 협력 전송 기법

준회원 강 승 구\*, 김 준 환\*, 학생회원 백 지 현\*\*, 종신회원 윤 석 호\*

## A Cooperative Transmission Scheme Based on Alamouti Coding for Cognitive Radio Networks Over Frequency Selective Fading Channels

Seung Goo Kang\*, Junhwan Kim\* Associate Members,  
Jeehyeon Baek\*\* Student Member, Seokho Yoon\*<sup>o</sup> Lifelong Member

### 요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 (frequency selective fading channels) 인지 무선 통신을 위한 Alamouti 코딩 기반 협력 전송 기법을 제안한다. 제안한 기법은 시간 반전 연산과 (time-reversal operation) 공액 복소 연산을 (conjugate operation) 사용하는 기존 기법과 다르게 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합을 통해 목적 지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득한다. 모의실험 결과를 통하여 제안한 기법의 다이버시티 이득 차수가 기존 기법의 다이버시티 이득 차수보다 높은 것을 확인한다.

**Key Words** : Cognitive radio, cooperative transmission, Alamouti coding, frequency selective fading channels

### ABSTRACT

This paper addresses a cooperative transmission scheme based on Alamouti coding for cognitive radio networks over frequency selective fading channels. In the proposed scheme, the Alamouti coded form at the destination node is constructed through a simple combination of symbols at the source node, instead of the time-reversal operation and the conjugate operation at the relay nodes used in the conventional scheme. Numerical results show that the proposed scheme achieves a higher order cooperative diversity than that of the conventional scheme.

### 1. 서 론

최근 무선 통신 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스에 대한 수요가 증가하면서 다양한 무선 통신 기술들의 개발과 함께 주파수 자원의 부족 문제가 대두되고 있다<sup>[1]</sup>. 이러한 주파수 자원 부족 문제를 해결하기 위한 방법으로 인지 무선 통신 (cognitive radio: CR) 시스템이 큰 주목을 받고 있다<sup>[2]</sup>. 인지 무선 통신 시스템은 허가 받지 않은 사용자가 유휴 주파수 대역

에 대한 감지를 통해 허가 받은 1차 사용자가 주파수 대역을 사용하지 않고 있을 때, 사용할 수 있도록 하는 시스템이다. 이러한 CR 시스템에서는 2차 사용자가 1차 사용자의 주파수 대역 사용 여부를 올바르게 판단하는 것이 매우 중요하며, 이를 위해 협력 통신 시스템을 적용하여 협력 다이버시티 이득을 얻음으로써 보다 신뢰성 있는 주파수 대역 감지 성능을 얻을 수 있다.

협력 통신 시스템은 다수의 이동 통신 장비들을 릴

※ 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. 2011-0018046, No. 2011-0002915)와 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

\* 성균관대학교 정보통신공학부(syoon@skku.edu)(<sup>o</sup>: 교신저자)

\*\* 건국대학교 전자공학부

논문번호 : KICS2011-04-180, 접수일자 : 2011년 4월 12일, 최종논문접수일자 : 2011년 6월 3일

레이노드로 이용하여 가상의 MIMO 시스템을 구축함으로써 협력 다이버시티 이득을 얻는다<sup>3,4)</sup>. 하지만 이러한 협력 통신 시스템 구조에서는 분산된 다수의 이동 통신 장비를 릴레이 노드로 이용하기 때문에 소스 노드에서 전송되어 각 릴레이 노드를 거쳐 목적지 노드에서 수신되는 심볼 간에는 도착 시간의 차이가 존재하며, 이로 인해 협력 통신 시스템에서는 자연스럽게 비동기 환경이 조성된다. 이러한 비동기 협력 통신 시스템에서 협력 다이버시티 이득을 얻는 기법들이 연구되어 왔다<sup>5)-18)</sup>. 하지만 이러한 기법들은 모두 릴레이 노드에서의 완벽한 복호 과정을 필요로 하는 기법들로 현실적인 구현 부분에 있어 문제점을 갖는다. [9]에서는 릴레이 노드에서의 복호 과정을 필요로 하지 않으면서도 비동기 협력 통신 시스템에서 협력 다이버시티 이득을 얻는 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반 전송 기법이 제안되었다. 이 기법은 릴레이 노드에서 간단한 시간 반전 연산과 (time-reversal operation) 공액 복소 연산을 (conjugate operation) 이용하여 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득함으로써 협력 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 이 기법은 주파수 선택적 페이딩 채널에서는 (frequency selective fading channels) 다중 경로 성분의 영향으로 인해 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득하지 못하며, 이로 인해 협력 다이버시티 이득을 얻지 못하고, 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능이 저하된다. 최근에는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 협력 다이버시티를 얻기 위해 [9]의 기법을 수정한 기법이 제안되었다<sup>10)</sup>. 수정된 기법에서는 각 릴레이 노드가 시간 반전 연산 혹은 공액 복소 연산의 한가지 연산만 수행하며, 이를 통해 다중 경로 성분의 영향을 극복하고, 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득함으로써 협력 다이버시티 이득을 얻는다.

본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 인지 무선 통신을 위한 Alamouti 코딩 기반 협력 전송 기법을 제안한다. 새롭게 제안한 기법에서는 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합을 통해 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득한다. 또한, 심볼 조합을 이용한 전송을 통해 각 심볼들이 기존 기법에 비해 더 다양한 채널을 겪게 함으로써 기존 기법에 비해 높은 협력 다이버시티 이득 차수를 얻는다. 모의 실험 결과를 통해 제안한 기법이 [10]보다 높은 협력 다이버시티 이득 차수를 얻으며, 더 좋은 BER 성능을 갖는 것을 확인한다. 이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 협력 통신 시스템에 대해 설명한다. III 장과

IV 장에서는 각각 기존 기법과 제안한 기법에 대해 소개한다. V 장에서는 모의 실험 결과를 분석하며, VI에서는 결론을 도출한다.

## II. 협력 통신 시스템 모델

그림 1은 소스 노드 S와 목적지 노드 D, 그리고 두 개의 릴레이 노드 R<sub>1</sub>과 R<sub>2</sub>를 이용하는 협력 통신 시스템을 나타내며, 각 노드들은 하나의 안테나만을 가진다.

소스 노드와 각 릴레이 노드 사이의 채널과 각 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널은 각 L개의 독립적인 전파 경로를 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널로 가정한다. 소스 노드와 m번째 릴레이 노드 사이의 n번째 채널 임펄스 응답  $h_{SR_m}(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$h_{SR_m}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{SR_{m,l}} \delta(n - \tau_{SR_{m,l}}), \quad (1)$$

여기서  $\delta(n)$ 는 델타 함수이며,  $\alpha_{SR_{m,l}}$ 와  $\tau_{SR_{m,l}}$ 는 각각 소스 노드와 m번째 릴레이 노드 사이의 l번째 전파 경로의 채널 계수와 경로 지연값을 나타낸다. 이와 유사하게 m번째 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 n번째 채널 임펄스 응답  $h_{R_mD}(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$h_{R_mD}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{R_mD,l} \delta(n - \tau_{R_mD,l}), \quad (2)$$

여기서  $\alpha_{R_mD,l}$ 와  $\tau_{R_mD,l}$ 는 각각 m번째 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 l번째 전파 경로의 채널 계수와 경로 지연값을 나타낸다. 채널 계수  $\alpha_{SR_{m,l}}$ 와  $\alpha_{R_mD,l}$ 는 평균 0과 분산  $\sigma_{SR_{m,l}}^2$ 와  $\sigma_{R_mD,l}^2$ 를 갖는 독립 복소 정규

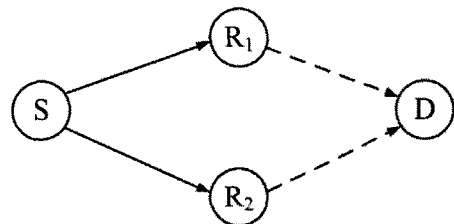


그림 1. 협력 통신 시스템

랜덤 변수로 (independent complex Gaussian random variable) 모형화된다. 여기서 각 분산들은  $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{SR_{m,l}}^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \sigma_{R_m, D_l}^2 = 1$ 의 조건을 만족한다. 각 전파 경로의 채널 계수와 경로 지연값은 두 OFDM 심볼 구간 동안 유지된다고 가정하며, 각 릴레이 노드들로부터 전송되어 목적지 노드에 도달하는 심볼 간에는 상대적인 도착 시간 차이  $\tau$ 가 존재한다.

### III. 기존 기법

[10]에서 소스 노드는 먼저 길이가  $N$ 인 두 복소 데이터 심볼 블록  $X_1$ 과  $X_2$ 를 생성한다.

$$X_i = [X_i(0), X_i(1), \dots, X_i(N-1)]^T, \quad i = 1, 2, \quad (3)$$

여기서  $X_i(k)$ 는  $i$ 번째 데이터 심볼 블록의  $k$ 번째 ( $k = 1, 2, \dots, N-1$ ) 부반송파에 위치하는 위상 편이 변조 (phase shift keying: PSK) 혹은 위상 직교 진폭 변조 (quadrature amplitude modulation: QAM) 방식으로 변조된 데이터 심볼을 의미하며,  $(\cdot)^T$ 는 전치 연산자를 나타낸다. 소스 노드로부터 릴레이 노드로의 전송을 위해 다음과 같이 복소값을 갖는 전송 샘플들을 생성한다.

$$x_i(n) = \text{DFT}_N\{X_i\} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (4)$$

여기서  $\text{DFT}_N(\cdot)$ 는  $N$ -point discrete Fourier transform (DFT)를 나타낸다. 순환 전치를 (cyclic prefix: CP) 삽입한  $i$ 번째 OFDM 전송 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s_i &= [s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(L_s - 1)]^T \\ &= [x_i(N - N_G), x_i(N - N_G + 1), \dots, \\ &\quad x_i(N - 1), x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N - 1)]^T, \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $L_s = N + N_G$ 이며, CP의 길이  $N_G$ 는 심볼이 소스 노드  $S$ 에서 릴레이 노드  $R_1, R_2$ 를 거쳐 목적지 노드  $D$ 까지 도달할 때, 각 경로의 최대 경로 지연값과 목적지 노드에서 심볼 수신 시 발생하는 심볼 간 상대적인 도착 시간 차이의 최대값의 합보다 길다고

가정한다. 소스 노드는 CP가 삽입된 두 개의 연속된 OFDM 전송 심볼을 릴레이 노드로 전송한다.  $m$ 번째 릴레이 노드에서  $i$ 번째로 수신된 심볼  $r_{i,m}$ 은 다음과 같이 나타난다.

$$r_{i,m} = \sqrt{P_1} s_i^* h_{SR_m} + n_{i,m}, \quad (6)$$

여기서  $P_1$ 은 소스 노드에서의 전송 전력을 나타내고,  $h_{SR_m} = [\alpha_{SR_m,0}, \alpha_{SR_m,1}, \dots, \alpha_{SR_m,L-1}]^T$ 은 두 OFDM 전송 심볼 구간 동안 소스 노드와  $m$ 번째 릴레이 노드 사이의 채널 벡터를 의미한다. 또한,  $n_{i,m}$ 은  $m$ 번째 릴레이 노드에서  $i$ 번째로 수신된 심볼에 더해지는 평균 0, 분산 1인 덧셈잡 백색 정규 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 벡터를 나타내며,  $*$ 는 선형 컨벌루션을 나타낸다.

각 릴레이 노드들은 수신된 심볼들을 표 1과 같이 처리하여 목적지 노드로 전송함으로써 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득하도록 한다. 표 1에서  $\zeta(\cdot)$ 와  $(\cdot)^*$ 는 각각 시간 반전 연산과 공액 복소 연산을 의미하며,  $P_2$ 는 릴레이 노드에서 목적지 노드로의 전송 전력을 의미한다. 시간 반전 연산  $\zeta(\cdot)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\zeta\{r_{i,m}(n)\} = \begin{cases} r_{i,m}(0), & n = 0 \\ r_{i,m}(L_s - n), & n = 1, \dots, L_s - 1, \end{cases} \quad (7)$$

여기서  $r_{i,m}(n)$ 은  $r_{i,m}$ 의  $n$ 번째 샘플을 의미한다.

목적지 노드에서는, 일반적인 OFDM 시스템에서 처럼, 수신된 심볼에 대해 CP 제거를 수행하여 실 데이터 길이  $N$ 만큼을 취한 뒤,  $N$ 개의 샘플 중 마지막  $\tau_1 = N_G - (\max(\tau_{SR_i}) - 1)$  만큼의 샘플을 앞부분으로 이동시킨다. CP 제거 연산과 샘플 이동 연산이 수행된  $i$ 번째 수신 심볼  $z_i$ 는 다음과 같이 표현된다.

표 1. 릴레이 노드에서의 수신 심볼 처리 (기존 기법)

	릴레이 노드 1	릴레이 노드 2
첫 번째 전송 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \zeta(r_{1,1})$	$-\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} r_{2,2}^*$
두 번째 전송 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \zeta(r_{2,1})$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} r_{1,2}^*$

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 = & \lambda [\sqrt{P_1} \zeta(\text{DFT}_N(\mathbf{X}_1)) \otimes \zeta(\mathbf{h}'_{SR_1}) \otimes \mathbf{h}'_{R_1,D} \\ & - \sqrt{P_1} (\text{DFT}_N(\mathbf{X}_2))^* \otimes \zeta(\mathbf{h}'_{SR_2}) \otimes \mathbf{h}'_{R_2,D} \\ & \otimes \Gamma_\tau \otimes \Gamma'_1 + \mathbf{n}_{1,1} \otimes \mathbf{h}'_{R_1,D} \\ & - \mathbf{n}_{2,2} \otimes \mathbf{h}'_{R_2,D} \otimes \Gamma_\tau \otimes \Gamma'_1] + \mathbf{w}_1 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_2 = & \lambda [(\sqrt{P_1} \zeta(\text{DFT}_N(\mathbf{X}_2)) \otimes \zeta(\mathbf{h}'_{SR_1}) \otimes \mathbf{h}'_{R_1,D} \\ & + \sqrt{P_1} (\text{DFT}_N(\mathbf{X}_1))^* \otimes \zeta(\mathbf{h}'_{SR_2}) \otimes \mathbf{h}'_{R_2,D} \\ & \otimes \Gamma_\tau \otimes \Gamma'_1 + \mathbf{n}_{2,1} \otimes \mathbf{h}'_{R_1,D} \\ & + \mathbf{n}_{1,2} \otimes \mathbf{h}'_{R_2,D} \otimes \Gamma_\tau \otimes \Gamma'_1] + \mathbf{w}_2 \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\lambda = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}}$ ,  $\otimes$  과  $\mathbf{w}_i$ 는 각각 순환 컨벌루션 연산과 목적지 노드에서  $i$ 번째로 수신된 심볼에 더해지는 평균 0, 분산 1인 AWGN을 나타낸다.  $\mathbf{h}'_{SR_m}$ ,  $\mathbf{h}'_{R_m,D}$ ,  $\Gamma_\tau$ , 그리고  $\Gamma'_1$ 은 각각  $\mathbf{h}'_{SR_m} = [\alpha_{SR_m,0}, \alpha_{SR_m,1}, \dots, \alpha_{SR_m,L-1}, 0, \dots, 0]^T$ ,  $\mathbf{h}'_{R_m,D} = [\alpha_{R_m,D,0}, \alpha_{R_m,D,1}, \dots, \alpha_{R_m,D,L-1}, 0, \dots, 0]^T$ ,  $\Gamma_\tau = [0, \tau, 1, 0, \dots, 0]^T$ , 그리고  $\Gamma'_1 = [0, \tau_1, 1, 0, \dots, 0]^T$ 로 정의되는  $N \times 1$  벡터이며,  $0_\tau$ 과  $0_{\tau_1}$ 는 각각  $1 \times \tau$ ,  $1 \times \tau_1$ 의 0으로 이루어진 벡터이다.  $N$ -point DFT와  $N$ -point inverse DFT (IDFT) 간의  $\text{DFT}_N(\zeta(\text{DFT}_N(\mathbf{X}))) = \text{IDFT}_N(\text{DFT}_N(\mathbf{X}))$  및  $(\text{DFT}_N(\mathbf{X}))^* = \text{IDFT}_N(\mathbf{X}^*)$  특성을 이용하여  $\mathbf{z}_1$  과  $\mathbf{z}_2$ 의 DFT 출력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_1(k) = & \lambda [\sqrt{P_1} X_1(k) H_{SR_1,c}(k) H_{R_1,D,c}(k) \\ & - \sqrt{P_1} X_2^*(k) H_{SR_2,c}(k) H_{R_2,D,c}(k) \\ & \times e^{-j2\pi k(\tau+\tau_1)/N} + N_{1,1}(k) H_{R_1,D,c}(k) \\ & - N_{2,2}(k) H_{R_2,D,c}(k) e^{-j2\pi k(\tau+\tau_1)/N}] \\ & + W_1(k), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} Z_2(k) = & \lambda [\sqrt{P_1} X_2(k) H_{SR_1,c}(k) H_{R_1,D,c}(k) \\ & + \sqrt{P_1} X_1^*(k) H_{SR_2,c}(k) H_{R_2,D,c}(k) \\ & \times e^{-j2\pi k(\tau+\tau_1)/N} + N_{2,1}(k) H_{R_1,D,c}(k) \\ & - N_{1,2}(k) H_{R_2,D,c}(k) e^{-j2\pi k(\tau+\tau_1)/N}] \\ & + W_2(k), \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $N_{i,m}(k)$ ,  $H_{SR_1,c}(k)$ ,  $H_{SR_2,c}(k)$ ,  $H_{R_m,D,c}(k)$ , 그리고  $W_i(k)$ 는 각각  $\mathbf{n}_{i,m}$ ,  $\zeta(\mathbf{h}'_{SR_1})$ ,  $\mathbf{h}'_{SR_2}$ ,  $\mathbf{h}'_{R_m,D}$ , 그리고  $\mathbf{w}_i$ 의 DFT 출력을 나타낸다. 식 (10)과 (11)은

다음과 같은 행렬 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2^*(k) \end{bmatrix} = \lambda H_c(k) \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} X_1(k) \\ \sqrt{P_1} X_2^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{1,c}(k) \\ G_{2,c}(k) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

여기서  $G_{1,c}(k)$ 와  $G_{2,c}(k)$ 는 각각  $Z_1(k)$ 와  $Z_2(k)$ 의 잡음 성분을 나타낸다.  $H_c(k)$ 는 다음과 같이 정의되는 채널 행렬이다.

$$H_c(k) = \begin{bmatrix} H_{1,c}(k) & -H_{2,c}(k) \\ H_{2,c}^*(k) & H_{1,c}^*(k) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

여기서  $H_{1,c}(k) = H_{SR_1,c}(k) H_{R_1,D,c}(k)$ 이고,  $H_{2,c}(k) = H_{SR_2,c}(k) H_{R_2,D,c}(k) e^{-j2\pi k(\tau+\tau_1)/N}$ 이다. 채널 행렬  $H_c(k)$ 는 Alamouti 부호 구조이며, 데이터 심볼  $X_1(k)$ 와  $X_2(k)$ 의 추정값  $\hat{X}_1(k)$ 와  $\hat{X}_2(k)$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1(k) \\ \hat{X}_2^*(k) \end{bmatrix} = H_c^H(k) \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2^*(k) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

여기서  $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 전치 연산을 의미한다.

#### IV. 제안된 기법

소스 노드에서는 먼저 길이가  $N$ 인 두 복소 데이터 심볼 블록  $\mathbf{X}_1$ 과  $\mathbf{X}_2$ 를 조합하여 새로운 네 개의 심볼 블록  $\mathbf{C}_1$ ,  $\mathbf{C}_2$ ,  $\mathbf{C}_3$ , 그리고  $\mathbf{C}_4$ 를 생성한다.

$$\mathbf{C}_d = [C_d(0), C_d(1), \dots, C_d(N-1)]^T, \quad d = 1, 2, 3, 4, \quad (15)$$

여기서  $C_d(k)$ 는 조합된 심볼 블록  $\mathbf{C}_d$ 의  $k$ 번째 부분송파에 위치하는 조합된 심볼을 의미하며 다음과 같이 정의된다.

$$C_d(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \{X_1(k) + jX_2(k)\}, & d = 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} \{X_2^*(k) + jX_1^*(k)\}, & d = 2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \{X_1(k) - jX_2(k)\}, & d = 3 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \{X_2^*(k) - jX_1^*(k)\}, & d = 4. \end{cases} \quad (16)$$

심볼 블록  $C_d$ 는 목적지 노드에서 수행되는 연산을 위해 다음과 같은 특성을 갖도록 조합하였다.

$$jC_d = \begin{cases} C_{d+1}^*, & d=1,3 \\ C_{d-1}^*, & d=2,4. \end{cases} \quad (17)$$

조합된 심볼 블록들을 릴레이 노드로 전송하기 위해 다음과 같이 복소값을 갖는 전송 샘플들을 생성한다.

$$c_i(n) = \text{IDFT}_N\{C_d\} = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_d(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad (18)$$

$$n=0, \dots, N-1,$$

CP를 삽입한  $d$ 번째 OFDM 전송 심볼  $u_d$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$u_d = [c_d(0), c_d(1), \dots, c_d(L_s - 1)]^T$$

$$= [c_d(N - N_G), c_d(N - N_G + 1), \dots, c_d(N - 1), c_d(0), c_d(1), \dots, c_d(N - 1)]^T. \quad (19)$$

CP 삽입 후, 소스 노드는 연속적인 네 개의 OFDM 전송 심볼  $u_d$ 를 릴레이 노드로 전송한다.  $m$ 번째 릴레이 노드에서  $d$ 번째로 수신된 심볼  $v_{d,m}$ 은 다음과 같이 나타난다.

$$v_{d,m} = \begin{cases} \sqrt{\frac{P_1}{2}} u_d^* h_{SR_m} + n_{d,m}, & d=1,2 \\ \sqrt{\frac{P_1}{2}} u_d^* g_{SR_m} + n_{d,m}, & d=3,4, \end{cases} \quad (20)$$

여기서  $n_{d,m}$ 은  $m$ 번째 릴레이 노드에서  $d$ 번째로 수신된 심볼에 더해지는 평균 0, 분산 1인 AWGN이다. 소스 노드에서 두 개의 OFDM 심볼을  $P_1$ 의 전력으로 전송하는 기존 기법과 다르게 제안한 기법에서는 네 개의 OFDM 심볼을  $P_1/2$ 의 전력으로 전송한다. 즉 제안한 기법의 총 전송 전력은  $2P_1$ 으로 기존 기법의 총 전송 전력과 동일하다.  $g_{SR_m}$ 은 마지막 두 OFDM 전송 심볼 구간 ( $d=3,4$ ) 동안의 소스 노드와  $m$ 번째 릴레이 노드 사이의 채널 벡터를 의미하며  $g_{SR_m} = [\beta_{SR_m,0}, \beta_{SR_m,1}, \dots, \beta_{SR_m,L-1}]^T$ 로 정의된다. 여기서 채널 계수  $\beta_{SR_m,i}$ 은 채널 벡터  $h_{SR_m}$ 의  $\alpha_{SR_m,i}$ 과 동일한 분포를 갖는 랜덤 변수로 모형화 된다. 이와 유

사하게 마지막 두 전송 심볼 구간 동안의  $m$ 번째 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널 벡터  $g_{R_m,D}$ 는  $g_{R_m,D} = [\beta_{R_m,D,0}, \beta_{R_m,D,1}, \dots, \beta_{R_m,D,L-1}]^T$ 로 정의되며, 채널 계수  $\beta_{R_m,D,i}$ 은 채널 벡터  $h_{R_m,D}$ 의  $\alpha_{R_m,D,i}$ 과 동일한 분포를 갖는 랜덤 변수로 모형화 된다. 이는 II장에서 가정한 두 OFDM 전송 심볼 구간 동안 채널이 변하지 않는다는 점에서 기인한 것이며, 이를 통해 첫 두 OFDM 전송 심볼 구간 동안 채널이 유지되고, 마지막 두 OFDM 전송 심볼 구간 동안 채널이 유지된다. 각 릴레이 노드들은 표 2와 같이 수신된 심볼들을 처리한 뒤, 처리된 심볼들을 목적지 노드로 순차적으로 전송한다.

표 2에서의 처리 과정을 살펴보면, 첫 번째 릴레이에서 첫 번째로 전송하고자 하는 심볼에 대한 처리 과정과 세 번째로 전송하고자 하는 심볼에 대한 처리 과정이 동일하며, 두 번째로 전송하고자 하는 심볼에 대한 처리 과정과 네 번째로 전송하고자 하는 심볼에 대한 처리 과정이 동일하다. 이는 두 번째 릴레이의 처리 과정에서도 동일하게 나타난다. 이를 통해 본 논문에서는 목적지 노드에서 수행되는 복호 과정을 목적지 노드에서 수신된 첫 두 심볼에 대해서만 보인다 (처음으로 수신된 두 심볼에 대한 복호 과정은 마지막으로 수신된 두 심볼에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다). 목적지 노드에서는 첫 번째로 수신된 심볼과 두 번째로 수신된 심볼에 대한 CP 제거 연산을 수행한다. CP 제거 연산 이후의 첫 번째로 수신된 심볼  $y_1$ 과 두 번째로 수신된 심볼  $y_2$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$y_1 = \gamma \left[ \sqrt{P_1/2} (\text{IDFT}_N(C_1)) \otimes h'_{SR_1} \right] \otimes h'_{R_1,D} + \sqrt{P_1/2} (\text{IDFT}_N(C_2)) \otimes h'_{SR_2} \otimes h'_{R_2,D} \otimes I_r + n_{1,1} \otimes h'_{R_1,D} + n_{2,2} \otimes h'_{R_2,D} \otimes I_r + w_1, \quad (21)$$

표 2. 릴레이 노드에서의 수신 심볼 처리 (제안 기법)

	릴레이 노드 1	릴레이 노드 2
첫 번째 전송 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{1,1}$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{2,2}$
두 번째 전송 심볼	$-j\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{1,1}$	$j\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{2,2}$
세 번째 전송 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{3,1}$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{4,2}$
네 번째 전송 심볼	$-j\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{3,1}$	$j\sqrt{\frac{P_2}{P_1+2}} v_{4,2}$

$$y_1 = \gamma \left[ \sqrt{P_1/2} (-j\text{IDFT}_N(C_1)) \otimes \mathbf{h}'_{SR_1} \otimes \mathbf{h}'_{R_1D} \right. \\ \left. + \sqrt{P_1/2} (j\text{IDFT}_N(C_2)) \otimes \mathbf{h}'_{SR_2} \otimes \mathbf{h}'_{R_2D} \right. \\ \left. \otimes \Gamma_\tau - j\mathbf{n}_{1,1} \otimes \mathbf{h}'_{R_1D} + j\mathbf{n}_{2,2} \otimes \mathbf{h}'_{R_2D} \otimes \Gamma_\tau \right. \\ \left. + \mathbf{w}_2 \right] \quad (22)$$

여기서  $\gamma = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 + 2}}$ ,  $\mathbf{w}_d$ 는 목적지 노드에서  $d$ 번째로 수신된 심볼에 더해지는 평균 0, 분산 1인 AWGN을 나타낸다.  $y_1$ 과  $y_2$ 의 DFT 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1(k) = \gamma \left[ \sqrt{P_1/2} C_1(k) H_{SR_{1,p}}(k) H_{R_1D,p}(k) \right. \\ \left. + \sqrt{P_1/2} C_2(k) H_{SR_{2,p}}(k) H_{R_2D,p}(k) \right. \\ \left. \times e^{-j2\pi k\tau/N} + N_{1,1}(k) H_{R_1D,p}(k) \right. \\ \left. + N_{2,2}(k) H_{R_2D,p}(k) e^{-j2\pi k\tau/N} \right] + W_1(k), \quad (23)$$

$$Y_2(k) = \gamma \left[ \sqrt{P_1/2} -j C_1(k) H_{SR_{1,p}}(k) H_{R_1D,p}(k) \right. \\ \left. + \sqrt{P_1/2} j C_2(k) H_{SR_{2,p}}(k) H_{R_2D,p}(k) \right. \\ \left. \times e^{-j2\pi k\tau/N} + N_{1,1}(k) H_{R_1D,p}(k) \right. \\ \left. + N_{2,2}(k) H_{R_2D,p}(k) e^{-j2\pi k\tau/N} \right] + W_2(k), \quad (24)$$

여기서  $N_{d,m}(k)$ ,  $H_{SR_{m,p}}(k)$ ,  $H_{R_mD,p}(k)$ , 그리고  $W_d(k)$ 는 각각  $\mathbf{n}_{d,m}$ ,  $\mathbf{h}'_{SR_m}$ ,  $\mathbf{h}'_{R_mD}$  그리고  $\mathbf{w}_d$ 의 DFT 출력을 나타낸다. 식 (17)에서 정의된 특성을 이용하여 식 (23)과 (24)를 다음과 같은 행렬 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix} = \gamma H_p(k) \begin{bmatrix} \sqrt{P_1/2} C_1(k) \\ \sqrt{P_1/2} C_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{1,p}(k) \\ G_{2,p}(k) \end{bmatrix}, \quad (25)$$

여기서  $G_{1,p}(k)$ 와  $G_{2,p}(k)$ 는 각각  $Y_1(k)$ 와  $Y_2(k)$ 의 잡음 성분을 나타내며, 채널 행렬  $H_p(k)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$H_p(k) = \begin{bmatrix} H_{1,p}(k) & H_{2,p}(k) \\ H_{2,p}^*(k) & -H_{1,p}^*(k) \end{bmatrix}, \quad (26)$$

여기서  $H_{1,p}(k) = H_{SR_{1,p}}(k) H_{R_1D,p}(k)$ 이고,  $H_{2,p}(k) = H_{SR_{2,p}}(k) H_{R_2D,p}(k) e^{-j2\pi k(\tau + \tau_1)/N}$ 이다. 채널 행렬  $H_p(k)$ 는 Alamouti 부호 구조 형태이며, 조합된 심볼  $C_1(k)$ 와  $C_2(k)$ 의 추정값  $\widehat{C}_1(k)$ 와  $\widehat{C}_2(k)$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \widehat{C}_1(k) \\ \widehat{C}_2(k) \end{bmatrix} = H_p^H(k) \begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix}, \quad (27)$$

조합된 심볼  $C_3(k)$ 와  $C_4(k)$ 의 추정값  $\widehat{C}_3(k)$ 와  $\widehat{C}_4(k)$ 도 같은 방법으로 얻을 수 있다.

마지막으로, 소스 노드에서 생성된 데이터 심볼  $X_1(k)$ 와  $X_2(k)$ 의 추정값  $\widehat{X}_1(k)$ 와  $\widehat{X}_2(k)$ 는 다음과 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$\widehat{X}_1(k) = \frac{1}{2} [\text{Re}\{\widehat{C}_1(k) + \widehat{C}_3(k)\} \\ - \text{Im}\{\widehat{C}_2(k) + \widehat{C}_4(k)\}] \\ + \frac{j}{2} [\text{Im}\{\widehat{C}_1(k) + \widehat{C}_3(k)\} \\ - \text{Re}\{\widehat{C}_2(k) + \widehat{C}_4(k)\}], \quad (28)$$

$$\widehat{X}_2(k) = \frac{1}{2} [\text{Im}\{\widehat{C}_1(k) - \widehat{C}_3(k)\} \\ - \text{Re}\{\widehat{C}_2(k) - \widehat{C}_4(k)\}] \\ - \frac{j}{2} [\text{Re}\{\widehat{C}_1(k) - \widehat{C}_3(k)\} \\ - \text{Im}\{\widehat{C}_2(k) - \widehat{C}_4(k)\}], \quad (29)$$

여기서  $\text{Re}(\cdot)$ 와  $\text{Im}(\cdot)$ 은 각각 복소 값의 실수 부분과 허수 부분을 취하는 연산을 의미한다. 기존 기법과 제안 기법간의 복잡도를 비교해보면, 심볼 조합과 정점으로 인해 소스 노드에서의 복잡도는 제안 기법이 더 높게 나타난다. 하지만, 릴레이 노드의 경우에는 곱셈 연산과 시간 반전 연산 및 공액 복소 연산을 사용하는 기존 기법과 다르게 곱셈 연산만을 사용하며, 이는 릴레이 노드에서 제안 기법의 복잡도가 기존 기법에 비해 상대적으로 작게 나타나는 것을 의미한다. 일반적인 협력 통신에서 소스 노드는 기지국을 의미하고 릴레이 노드는 작은 단말기를 의미한다. 따라서 릴레이 노드에서 상대적으로 낮은 복잡도를 갖는 제안 기법이 기존 기법에 비해 협력 통신에 더 적합하다고 할 수 있다.

## V. 모의실험 결과

이번 장에서는 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 제안 기법과 기존 기법을 소스 노드에서의 전송 전력에 따른 BER 성능 측면에서 비교하였다. 또한, 다이버시티 이득 차수에 대한 비교를 위해 [12]의 모의 실험 결과들을 참고 자료로서 함께 나타내었다. 본 모의 실험에서는 모의실험 파라미터들을 [10, 11]에서의

파라미터와 같이 설정하였다. 데이터 길이  $N$ 은 64 샘플, CP의 길이  $N_G$ 는 16 샘플로 설정하였고, 데이터 변조 방식으로는 이진 위상 편이 변조 (binary PSK) 방식을 이용하였다. 목적지 노드에서의 수신된 심볼간의 상대적인 도착 시간 차이  $\tau$ 는 0에서 6사이의 임의의 숫자로 설정하였으며, 소스 노드에서의 전송 전력  $P_1$ 과 릴레이 노드에서의 전송 전력  $P_2$ 는  $P_1 = 2P_2$ 로 설정하였다. 주파수 선택적 페이딩 채널은 동등한 전력 지연 분포 특성을 갖는 두 전파 경로를 갖는 채널로 설정하되 두 전파 경로간의 상대적인 경로 지연차는 3 샘플로 설정하였다.

그림 2는 소스 노드에서의 전송 전력  $P_1$ 의 변화에 따른 기존 기법과 새롭게 제안한 기법의 BER 성능을 보여준다. 그림에서 볼 수 있듯이 기존 기법 경우에는 BER 곡선의 기울기가 Alamouti 기법이 적용된  $2 \times 1$  다중 입력 단일 출력 (multiple-input single-output: MISO) 시스템의 [12] BER 곡선 기울기와 동일하게 나타난다. 이에 반해 제안된 기법의 BER 곡선 기울기는 Alamouti 기법이 적용된  $2 \times 2$  MIMO 시스템의 [12] BER 곡선 기울기와 동일한 기울기를 보인다. 이는 제안된 기법과 기존 기법의 협력 다이버시티 이득 차수가 다르게 나타나는 것을 의미하며, 제안된 기법의 BER 곡선 기울기가 기존 기법의 BER 곡선 기울기에 비해 가파르게 나타나므로 제안된 기법이 기존 기법보다 높은 차수의 협력 다이버시티 이득을 얻는 것을 의미한다. 이렇듯 제안된 기법이 더 높은 협력 다이버시티 이득 차수를 얻는 것은 다음과 같이 설명될 수 있다. 두 개의 심볼을 전송하는 기존 기법과 다

르게 제안된 기법은 네 개의 조합된 심볼을 전송하기 때문에 기존 기법에 비해 더 많은 채널들을 겪고 평균 화환으로써 더 높은 협력 다이버시티 이득 차수를 얻게 된다. 또한, 그림에서는 제안된 기법의 (기존 기법) BER 성능이 Alamouti 기법이 적용된  $2 \times 2$  MIMO 시스템의 ( $2 \times 1$  MIMO 시스템) BER 성능에 비해 저하되는 현상이 나타나는데, 이는 다음과 같이 설명될 수 있다. 먼저 Alamouti 기법이 적용된  $2 \times 2$  MIMO 시스템은 ( $2 \times 1$  MISO 시스템) 각 송신 안테나에서  $P_1$ 의 전송 전력으로 심볼들을 전송하기 때문에 제안 기법보다 총 전송 전력을 많이 사용하는 것이며, 송신기와 수신기 사이에서만 잡음이 더해지는 MIMO (MISO) 시스템과 달리, 협력 통신 시스템의 경우에는 소스와 릴레이 노드 사이 그리고 릴레이 노드와 목적지 노드 사이에서 잡음이 더해지므로 이에 따른 성능의 차이가 발생하게 된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 인지 무선 통신을 위한 Alamouti 코딩 기반 협력 전송 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합을 통해 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득하여 다이버시티 이득을 얻는다. 모의실험 결과를 통해 제안된 기법이 기존 기법에 비해 동일한 수의 릴레이 노드와 전송 전력을 사용하면서도 더 높은 협력 다이버시티 이득 차수를 달성하며, 더 좋은 BER 성능을 갖는 것을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 새롭게 제안된 전송 기법은 향후 다중 경로가 존재하는 채널 환경에서 저전력으로 신뢰성 있는 인지 무선 통신 시스템을 구축하는데 효과적으로 활용될 수 있을 것으로 전망된다.

## 참 고 문 헌

- [1] T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, Vol.11, No.1, pp.116-130, 1st quarter 2009.
- [2] J. Lundén, S. A. Kassam, and V. Koivunen,

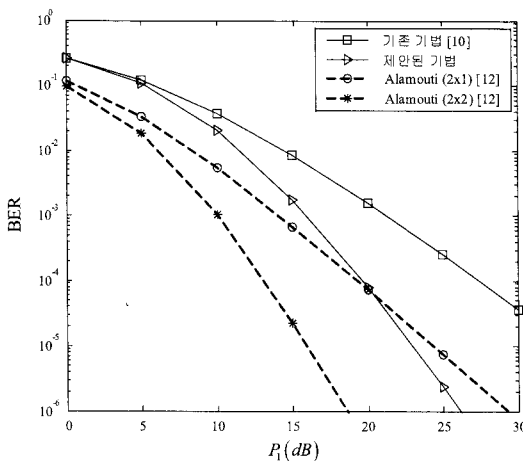


그림 2. 소스 노드에서의 전송 전력  $P_1$ 에 따른 기존 기법과 제안된 기법의 BER 성능 비교

"Robust nonparametric cyclic correlation-based spectrum sensing for cognitive radio," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.58, No.1, pp.38-52, Jan., 2010.

[3] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, No.10, pp.74-80, Oct., 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. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

[5] S. Wei, D. L. Goeckel, and M. C. Valenti, "Asynchronous cooperative diversity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.5, No.6, pp. 1547-1557, June 2006.

[6] Y. Li and X.-G. Xia, "Full diversity distributed space-time codes for asynchronous cooperative communications," *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory (ISIT)*, pp.911-915, Adelaide, Australia, Sep., 2005.

[7] Y. Shang and X.-G. Xia, "Shift-full-rank matrices and applications in space-time trellis codes for relay networks with asynchronous cooperative diversity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.52, No.7, pp.3153-3167, July 2006.

[8] Y. Mei, Y. Hua, A. Swami, and B. Daneshrad, "Combating synchronization errors in cooperative relays," *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Process. (ICASSP)*, pp.369-372, Philadelphia, PA, Mar., 2005.

[9] Z. Li and X.-G. Xia, "A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems," *IEEE Signal Process. Lett.*, Vol.14, No.11, pp.804-807, Nov., 2007.

[10] Z. Li, X.-G. Xia, and M. H. Lee, "A simple orthogonal space-time coding scheme for asynchronous cooperative systems for frequency selective fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.58, No.8, pp.2219-2224, Aug., 2010.

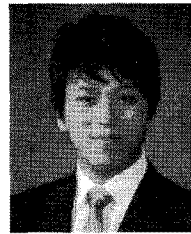
[11] Y. Jing and B. Hassibi, "Distributed space-time

coding in wireless relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.5, No.12, pp.3524-3536, Dec., 2006.

[12] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp. 1451-1458, Oct., 1998.

강 승 구 (Seung Goo Kang)

준회원



2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

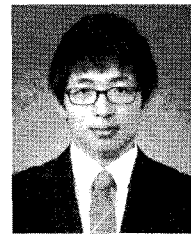
2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정

2010년 12월 아이디스 전자신문 대학(원)생 과학기술&IT 논문공모 대제전 장려상 수상

<관심분야> 협력 통신, 인지 무선 통신, 추정 및 검파

김 준 환 (Junhwan Kim)

준회원



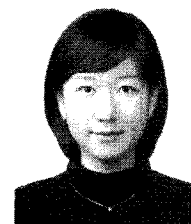
2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정

<관심분야> 인지 무선 통신, 통계학적 신호처리, 추정 및 검파

백 지 현 (Jeehyeon Baek)

학생회원



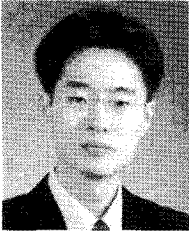
2006년 3월~현재 건국대학교 전자공학부 학사과정

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신



윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전  
자전산학과 공학사(최우등)

1999년 2월 한국과학기술원 전  
자전산학과 공학석사

2002년 2월 한국과학기술원 전  
자전산학과 공학박사

2002년 3월~2002년 6월 MIT  
박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연  
구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전  
임 강사, 조교수, 부교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 준석학회원

2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상

<관심분야> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리