

비동기 협력 통신 시스템에서 낮은 릴레이 복잡도를 갖는 새로운 Alamouti 전송 기법

준회원 강 승 구*, 정회원 이 영 포*, 종신회원 송 익 호**, 윤 석 호*

A Novel Alamouti Transmission Scheme for OFDM Based Asynchronous Cooperative Systems with Low Relay Complexity

Seung Goo Kang* *Associate Member*, Youngpo Lee* *Regular Member*,
Ickho Song**, Seokho Yoon*° *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 직교 주파수 분할 다중화 기법을 이용하는 비동기 협력 통신 시스템에서 낮은 릴레이 복잡도를 갖는 새로운 Alamouti 시공간 전송 기법을 제안한다. 기존 기법은 릴레이 노드에서의 상수 곱 연산 외에도 추가적인 시간 반전 연산을 필요로 하므로 릴레이 노드에서의 시스템 복잡도가 크다는 문제점을 가지고 있다. 이와 달리 제안한 기법은 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 상수 곱만을 이용하여 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득함으로써 2차 다이버시티 이득을 달성한다. 모의실험 결과를 통하여 제안한 기법이 2차 다이버시티 이득을 달성하며, 릴레이 노드의 복잡도를 줄이면서도 기존 기법과 동일한 비트오류율 성능을 갖는 것을 확인한다.

Key Words : Cooperative Communication, Alamouti Code, Diversity Gain, Asynchronous system, Low Complexity

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel Alamouti space-time transmission scheme for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) based asynchronous cooperative communication systems with low relay complexity. The conventional scheme requires an additional operation likes time-reversal at the relay nodes besides the simple multiplications at the relay nodes, which result in increasing the complexity of relay nodes. Unlike the conventional scheme, exploiting the simple combination of the symbols at the source node and the simple multiplications at the relay nodes, the proposed scheme achieves the second order diversity gain by obtaining the Alamouti code structure at the destination node. Simulation results show that the proposed scheme achieves the second order diversity gain and has the same bit error rate performance as the conventional scheme.

I. 서 론

공간 다이버시티는 무선 채널 환경에서 다중 경

로 페이딩에 의한 시스템 성능 저하를 극복할 수 있는 효과적인 방법이다^[1]. 하지만 일반적인 일대일 통신 시스템에서 공간 다이버시티 이득을 달성하기

* 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. 2010-0014610, No. 2010-0015786)와 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업(NIPA-2010-C1090-1011-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@skku.edu), (° : 교신저자)

** 한국과학기술원 전기및전자공학과

논문번호 : KICS2010-11-525, 접수일자 : 2010년 11월 2일, 최종논문접수일자 : 2010년 12월 21일

위해서는 송신기 또는 수신기에 다수의 안테나가 필요하며, 이는 단말기의 크기 및 제조비용의 증가를 수반하므로, 단말기 크기가 작은 이동국에 구현하기에는 많은 제약이 뒤따른다^{2,3)}. 이를 극복하기 위하여, 최근 새로운 전송 방식으로 협력 통신(cooperative communication) 기법이 제안되었다. 협력 통신은 공간적으로 분산되어 존재하는 하나의 안테나를 갖는 다수의 이동국들을 이용하여 가상의 다중 안테나 배열을 만들 수 있는 기법으로, 이를 이용해 가상의 다중 입력 다중 출력 (multiple-input multiple-output: MIMO) 시스템을 구현하여 다이버시티 이득을 달성할 수 있다. 공간적으로 분산된 이동국들을 이용하는 협력 통신 시스템의 특성으로 인해 협력 통신 시스템에서는 자연스럽게 각 이동국들을 거쳐 목적지 노드에 도달하는 신호들 간 시간차가 존재하며, 이를 비동기 (asynchronous) 현상이라 한다. 때문에 이러한 비동기 현상을 고려하며, 협력 통신 시스템에서 다이버시티 이득을 얻기 위한 시공간 부호 설계 방법에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다^{4,8)}. 하지만 이 기법들은 복호 후 전송 (decode-and-forward) 방식으로, 릴레이 노드에서 데이터 복호를 수행하여 릴레이 노드의 복잡도가 크며, 데이터가 올바르게 복호되지 않은 경우에는 최대 차수의 다이버시티 이득을 얻을 수 없다는 단점이 있다. 최근에는 Li와 Xia가 릴레이 노드에서의 복잡도 문제를 개선하기 위하여 증폭 후 전송 (amplify-and-forward) 방식의 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반 비동기 협력 통신을 위한 Alamouti 시공간 전송 기법을 제안하였다⁹⁾. 이 기법은 순환 전치 (cyclic prefix: CP) 사용하여 목적지 노드에서 수신 신호 간 시간 오차로 인해 발생하는 비동기 문제를 극복하며, 릴레이 노드에서의 상수 곱 연산 외에 추가적인 시간 반전 연산을 수행해줌으로써 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득하여 차수가 2인 협력 다이버시티 이득을 달성한다. 하지만 시간 반전 연산은 심볼 내 샘플을 재배열하는 연산으로, 심볼의 길이가 길어질수록 릴레이 노드의 복잡도가 증가하게 된다. 이는 곧 작은 크기의 이동국을 릴레이 노드로 사용하는 협력 통신 시스템에 있어 여전히 릴레이 노드의 복잡도 문제가 존재함을 의미한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하는 OFDM 기반 비동기 협력 통신 시스템에서 낮은 릴레이 복잡도를 갖는 새로운 Alamouti 전송 기법을 제안한다. 새롭게 제안한 기

법에서는 기존 기법과 마찬가지로 CP를 이용하여 목적지 노드에서의 비동기 문제를 해결되며, 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 단순한 상수 곱만을 이용해 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 획득하여 2차 협력 다이버시티 이득을 달성한다.

II. 시스템 모델 및 기존 기법

2.1 시스템 모델

그림 1은 소스 노드 S 와 목적지 노드 D , 그리고 두개의 릴레이 노드 R_1 과 R_2 를 이용하는 협력 통신 시스템의 구조도를 나타내며, 각각의 노드들은 모두 하나의 안테나만을 가진다. 협력 통신에서는 두 단계의 전송 구조를 가지며, 첫 번째 단계에서는 S 가 R_1 과 R_2 로 심볼들을 전송하고, 두 번째 단계에서는 R_1 과 R_2 가 각각 D 로 심볼들을 전송한다. 이 때, S 로부터 전송되어 R_1 을 거쳐 D 에 도착하는 심볼과 S 로부터 전송되어 R_2 를 거쳐 D 에 도착하는 심볼 간에는 도착 시간차 τ 가 존재한다. 또한, 그림에서 h_{SR_m} 과 h_{R_mD} 는 각각 소스 노드와 m 번째 릴레이 노드 사이의 채널 계수 그리고 m 번째 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널 계수를 의미한다. 본 논문에서는 각 노드 사이의 채널을 정적 플랫폼 페이딩으로 가정하며, 두 OFDM 심볼 구간동안 채널 계수는 변하지 않는다고 가정한다. (문단 불임) 각 노드 간 채널 계수 h_{SR_m} 과 h_{R_mD} 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립 복소 정규 랜덤 변수로 (independent complex Gaussian random variable) 가정하였다.

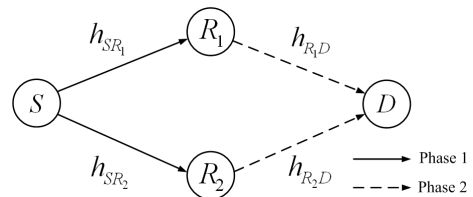


그림 1. 협력 통신 시스템 구조도 (그림 위치 이동)

2.2 기존의 협력 시공간 전송기법

소스 노드에서, N 개의 부 반송파로 구성된 OFDM 변조기로 전달되는 두 개의 데이터 블록들은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{X}_i = [X_i(0), X_i(1), \dots, X_i(N-1)]^T, \quad (1)$$

여기서 $X_i(k)$ 와 $(\cdot)^T$ 는 각각 i 번째 ($i=1, 2$) 블록의 k 번째 ($k=1, 2, \dots, N-1$) 부반송파에 위치하는 데이터 심볼과 전치 연산자를 의미하며, 데이터 심볼 $X_i(k)$ 는 위상 편이 변조 (phase shift keying: PSK) 혹은 위상 직교 진폭 변조 (quadrature amplitude modulation: QAM) 방식으로 변조된다.

OFDM 변조기에서는 전달된 두 개의 데이터 블록 \mathbf{X}_1 과 \mathbf{X}_2 를 각각 길이가 N 인 역 이산 푸리에 변환과 (inverse discrete Fourier transform: IDFT) 이산 푸리에 변환을 (DFT) 이용하여 변조한다. 이 때, 변조된 OFDM 심볼의 시간 영역의 샘플 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 는 다음과 같이 표현된다 ($n=0, 1, \dots, N-1$).

$$x_1(n) = \text{IDFT}_N(\mathbf{X}_1) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad (2)$$

$$x_2(n) = \text{DFT}_N(\mathbf{X}_2) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_2(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad (3)$$

여기서 $\text{IDFT}_N(\cdot)$ 과 $\text{DFT}_N(\cdot)$ 는 각각 길이가 N 인 IDFT 연산과 DFT 연산을 나타낸다. IDFT와 DFT 연산 후, 인접 심볼 간 간섭을 (intersymbol interference: ISI) 방지하기 위해 N_G 샘플 길이만큼의 CP를 삽입한다. CP가 삽입된 전송 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_i &= [s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N+N_G-1)]^T \\ &= [x_i(N-N_G), x_i(N-N_G+1), \dots, \\ &\quad x_i(N-1), x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N-1)]^T, \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 CP의 길이 N_G 는 각 릴레이 노드들로부터 전송된 심볼들이 목적지 노드에 도착하는 시간차 τ 보다 길다고 가정한다.

식 (4)와 같이 CP가 삽입된 OFDM 전송 심볼들은 순차적으로 두 개의 릴레이 노드로 전송된다. 이 때, m 번째 릴레이에서 수신된 i 번째 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_i^m = [r_i^m(0), r_i^m(1), \dots, r_i^m(N+N_G-1)]^T, \quad (5)$$

여기서 $r_i^m(n)$ 은 수신된 길이 $N+N_G$ 인 OFDM 심볼 \mathbf{r}_i^m 의 n 번째 샘플을 의미하며, 다음과 같이 나타낸다.

$$r_i^m(n) = h_{SR_m} \sqrt{P_1} s_i(n) + w_i^m(n), \quad (6)$$

여기서 P_1 은 소스 노드에서의 전송 전력을 나타내며, $w_i^m(n)$ 은 m 번째 릴레이 노드에서 i 번째 수신된 심볼의 n 번째 샘플에 더해지는 평균이 0이고, 분산이 1인 덧셈꼴 백색 정규 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 샘플을 나타낸다. 목적지 노드에서 DFT 연산 후 Alamouti 부호 구조를 획득하기 위해 각 릴레이 노드에서는 수신된 심볼들을 표 1과 같이 처리한 뒤, 목적지 노드로 심볼들을 전송한다. 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.

그림 2는 이상적인 채널 환경에서 ($h_{SR_m}=1, w_i^m(n)=0$) 릴레이에서 수신된 심볼에 대해 시간 반전 연산을 수행한 것을 표현한 것이며, 수식적으로는 다음과 같이 표현된다.

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

여기서 $L_s = N+N_G$ 이다. 이처럼 기존 기법에서는 릴레이 노드에서의 네 번의 상수 곱으로 인한 단순 증폭 연산 외에도 추가적으로 두 번의 시간 반전 연산을 필요로 한다. 시간 반전 연산은 심볼 내의 샘플 재배열에 관련된 연산으로 심볼의 길이가 증가할수록 복잡도가 증가하게 되며, 이는 곧 작은 이

표 1. 릴레이 노드에서의 수신 심볼 처리 (기존 기법)

	Symbol 1	Symbol 2
Relay node 1	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{r}_1^1$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \zeta(\mathbf{r}_1^1)$
Relay node 2	$-\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} (\mathbf{r}_2^2)^*$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \zeta(\mathbf{r}_2^2)^*$

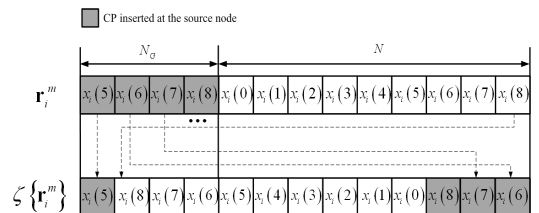


그림 2. $N_G=4, N=9$ 일 때, 릴레이 노드에서의 시간 반전 연산

동국을 릴레이 노드로 사용하는 협력 통신 시스템의 구현에 있어 문제점으로 작용한다.

III. 제안된 기법

본 논문에서는 릴레이 노드에서의 추가적인 시간 반전 연산 대신 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합을 이용해 목적지 노드에서 다이버시티 이득을 얻는 저복잡도의 OFDM 기반 Alamouti 전송 기법을 제안한다.

먼저, 소스 노드에서 N 개의 부반송파로 구성된 OFDM 변조기로 전달되는 두 개의 연속적인 데이터 블록 \mathbf{X}_1 과 \mathbf{X}_2 를 이용하여 다음과 같은 두 개의 조합된 블록 \mathbf{C}_i 를 생성한다 ($i=1,2$).

$$\mathbf{C}_i = [C_i(0), C_i(1), \dots, C_i(N-1)]^T, \quad (8)$$

$$C_i(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}(X_1(k) + jX_2(k)), & i=1, \\ -\frac{1}{\sqrt{2}}(X_2^*(k) + jX_1^*(k)), & i=2, \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $C_i(k)$ 는 조합된 i 번째 블록 \mathbf{C}_i 의 k 번째 ($k=1, 2, \dots, N-1$) 부반송파에 위치한 데이터 심볼을 의미한다.

조합된 블록 \mathbf{C}_i 는 다음과 같은 특성을 갖는다.

$$\begin{cases} (\mathbf{C}_1)^* = j\mathbf{C}_2, \\ (\mathbf{C}_2)^* = j\mathbf{C}_1. \end{cases} \quad (10)$$

식 (10)에서 볼 수 있듯이, 식 (9)에서 조합된 두 개의 블록 \mathbf{C}_1 과 \mathbf{C}_2 는 한 블록에 허수를 곱함으로써 다른 한 블록의 공액 복소수를 생성할 수 있다.

조합된 두 개의 블록 \mathbf{C}_1 과 \mathbf{C}_2 은 기존 기법과 다르게 IDFT 연산만을 이용하여 i 번째 OFDM 심볼의 n 번째 시간 영역의 샘플 $c_i(n)$ 을 생성한다.

$$\begin{aligned} c_i(n) &= \text{IDFT}_N(\mathbf{C}_i) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_i(k) e^{j2\pi kn/N}. \end{aligned} \quad (11)$$

IDFT를 통해 생성한 시간 영역에서의 OFDM 심볼에 CP를 삽입하여 다음과 같이 릴레이 노드로의 전송 심볼을 생성한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_i &= [s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N+N_G-1)]^T \\ &= [c_i(N-N_G), c_i(N-N_G+1), \dots, \\ &\quad c_i(N-1), c_i(0), c_i(1), \dots, c_i(N-1)]. \end{aligned} \quad (12)$$

생성된 전송 심볼 \mathbf{s}_1 과 \mathbf{s}_2 는 순차적으로 릴레이 노드 R_1 과 R_2 로 전송된다. 이 때, m 번째 릴레이에서 수신된 i 번째 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_i^m = [r_i^m(0), r_i^m(1), \dots, r_i^m(N+N_G-1)]^T, \quad (13)$$

여기서 $r_i^m(n)$ 은 수신된 심볼 \mathbf{r}_i^m 의 n 번째 샘플을 의미하며, 다음과 같이 나타낸다.

$$r_i^m(n) = h_{SR_i} \sqrt{P_1} s_i(n) + w_i^m(n). \quad (14)$$

각 릴레이 노드에서는 수신된 심볼들을 표 2와 같이 처리한 뒤, 목적지 노드로 전송되며, 목적지 노드에서 i 번째로 수신된 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_i = [y_i(0), y_i(1), \dots, y_i(N+N_G-1)]^T, \quad (15)$$

여기서 $y_i(n)$ 은 목적지 노드에서 i 번째 수신된 심볼의 n 번째 샘플을 나타내며, 다음과 같이 표현된다.

$$y_1(n) = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [r_1^1(n) + r_2^2(n-\tau)] + z_1(n), \quad (16)$$

$$y_2(n) = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [-jr_1^1(n) + jr_2^2(n-\tau)] + z_2(n), \quad (17)$$

여기서 $z_i(n)$ 은 i 번째 수신된 심볼 \mathbf{y}_i 의 n 번째 샘플에 더해지는 평균 0, 분산 1인 AWGN 샘플을 나타낸다. 목적지 노드에서는 수신된 심볼의 CP를 제거한 뒤, N -point DFT 연산을 수행한다. DFT 출력

표 2. 릴레이 노드에서의 수신 심볼 처리 (제안한 기법)

	Symbol 1	Symbol 2
Relay node 1	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{r}_1^1$	$-\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} j\mathbf{r}_1^1$
Relay node 2	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \mathbf{r}_2^2$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} j\mathbf{r}_2^2$

값 $Y_1(k)$, $Y_2(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_1(k) = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [h_{SR_1}h_{R_1D}\sqrt{P_1}C_1(k) + h_{SR_2}h_{R_2D}e^{-j2\pi\tau k/N}\sqrt{P_1}C_2(k) + h_{R_1D}W_1^1(k) + h_{R_2D}e^{-j2\pi\tau k/N}W_2^2(k) + Z_1(k)], \quad (18)$$

$$Y_2(k) = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [-h_{SR_1}h_{R_1D}\sqrt{P_1}jC_2(k) + h_{SR_2}h_{R_2D}e^{-j2\pi\tau k/N}\sqrt{P_1}jC_2(k) + h_{R_1D}W_1^1(k) + h_{R_2D}e^{-j2\pi\tau k/N}W_2^2(k) + Z_2(k)]. \quad (19)$$

여기서 $W_1^1(k)$, $W_2^2(k)$, $Z_1(k)$ 그리고 $Z_2(k)$ 는 각각 $w_1^1(n)$, $w_2^2(n)$, $z_1(n)$ 그리고 $z_2(n)$ 의 DFT 출력 값을 의미한다. 식 (18)과 (19)는 식 (10)을 이용하여 다음과 같은 행렬식 형태로 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \left\{ H(k) \begin{bmatrix} \sqrt{P_1}C_1(k) \\ \sqrt{P_1}C_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{R_1D}W_1^1(k) \\ h_{R_1D}^*W_1^1(k)^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{R_2D}W_2^2(k)e^{-j2\pi\tau k/N} \\ h_{R_2D}^*W_2^2(k)^*e^{j2\pi\tau k/N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2^*(k) \end{bmatrix} \right\}, \quad (20)$$

여기서 $H(k) = \begin{bmatrix} h_{SR_1}h_{R_1D} & h_{SR_2}h_{R_2D}e^{-j2\pi\tau k/N} \\ h_{SR_2}^*h_{R_2D}^*e^{j2\pi\tau k/N} & -h_{SR_1}^*h_{R_1D}^* \end{bmatrix}$ 이고, 이 행렬이 직교 행렬 구조를 갖는 Alamouti 부호 형태인 것을 알 수 있다. 따라서, 조합된 심볼 $C_1(k)$ 와 $C_2(k)$ 의 추정값 $\hat{C}_1(k)$ 과 $\hat{C}_2(k)$ 는 식 (20)에 채널 행렬의 Hermitian 전치 행렬을 곱하여 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{C}_1(k) \\ \hat{C}_2(k) \end{bmatrix} = \{H(k)\}^H \begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix}, \quad (21)$$

여기서 $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 전치 행렬을 의미한다. 조합된 블록 C_i 의 추정값 \hat{C}_i 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{C}_i = [\hat{C}_i(0), \hat{C}_i(1), \dots, \hat{C}_i(N-1)]^T. \quad (22)$$

최종적으로 데이터 블록 \mathbf{X}_1 과 \mathbf{X}_2 의 추정값 $\hat{\mathbf{X}}_1$ 과 $\hat{\mathbf{X}}_2$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\hat{\mathbf{X}}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\text{Re}(\hat{\mathbf{C}}_1) - \{\text{Im}(\hat{\mathbf{C}}_2)\}^*], \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [\text{Im}(\hat{\mathbf{C}}_1) - \{\text{Re}(\hat{\mathbf{C}}_2)\}^*], \quad (24)$$

여기서 $\text{Re}(\cdot)$ 와 $\text{Im}(\cdot)$ 는 각각 실수 부분과 허수 부분을 취하는 연산을 의미한다.

IV. 모의실험 결과

이번 장에서는 기존 기법과 본 논문에서 제안된 기법의 비트오류율 (bit error rate: BER) 성능을 모의실험을 통하여 비교한다. 본 모의실험에서는 IDFT 및 DFT의 길이 N 과 CP의 길이 N_G 를 각각 64와 16으로 설정하였고, 각 릴레이 노드들로부터 전송된 심볼들이 목적지 노드에 도착하는 시간차 τ 는 [0, 15]의 범위에 균등하게 존재하는 확률 변수로 설정하였다. 각 노드 간 채널 계수는 연속적인 두 OFDM 심볼 구간 동안 일정하다고 가정하였으며, 각 데이터 블록의 심볼들은 기존 기법과 동일하게 binary PSK 변조를 사용하였다. 릴레이 노드에서의 전송 전력 P_2 는 소스 노드에서의 전송 전력 P_1 의 절반으로 설정하였다^[10].

그림 3은 소스 노드에서의 전송 전력 P_1 의 변화에 따른 기존 기법과 새롭게 제안한 기법의 BER 성능을 보여준다. 그림에서 볼 수 있듯이, P_1 이 충분히 클 때, 제안된 기법은 2차 협력 다이버시티 이득을 달성한다. 또한, 그림을 통해 제안된 기법이 소스 노드에서의 간단한 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 단순 상수 곱 연산만을 이용하여 릴레이 노드의 복잡도를 줄이면서도 기존 기법과 동일한 BER 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반 비동기 협력 통신 시스템에서 낮은 릴레이 복잡도를 갖는 새로운 Alamouti 전송 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 소스 노드에서 전송 심볼들을 새롭게 조합하고, 릴

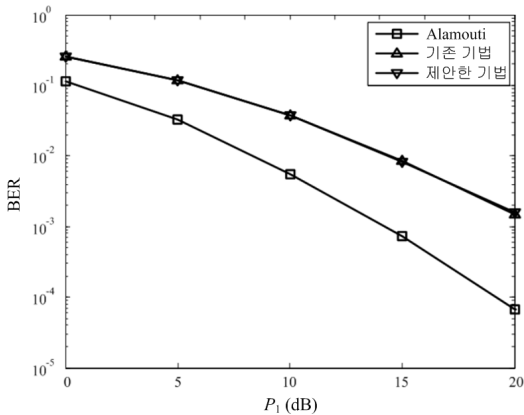


그림 3. 기존 기법과 제안한 기법의 BER 성능 비교

레이 노드에서 간단한 상수곱만을 적용하여 릴레이 노드에서의 추가적인 시간 반전 연산 없이 2차 다이버시티 이득을 달성하였다. 모의실험 결과를 통해 제안된 기법이 기존 기법에 비해 릴레이 노드의 복잡도를 줄이면서도 기존 기법과 동일한 BER 성능을 얻는 사실을 확인하였다. 본 논문에서 새롭게 제안된 Alamouti 전송 기법은 향후 낮은 릴레이 복잡도를 필요로 하는 협력 통신 시스템에 효과적으로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.44, No.2, pp.744-765, Mar. 1998.

[2] Y. Li, W. Zhang, and X.-G. Xia, "Distributive high-rate full-diversity space-frequency codes for asynchronous cooperative communications," *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory (ISIT)*, pp. 2612-2616, Seattle, WA, July 2006.

[3] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.49, No.10, pp. 2415-2425, Oct. 2003.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

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

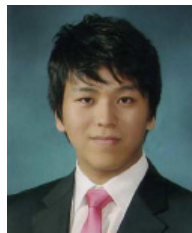
[8] Y. Li, W. Zhang, and X.-G. Xia, "Distributive high-rate full-diversity space-frequency codes for asynchronous cooperative communications," *Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory (ISIT)*, pp.2612-2616, Seattle, WA, July 2006.

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

[10] 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.

강 승 구 (Seung Goo Kang)

준회원



2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대론학과 석사과정

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

<관심분야> 협력 통신, 인지 무선 통신, 추정 및 검파

이 영 포 (Youngpo Lee)

정회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2010년 2월 성균관대학교 휴대론학과 공학석사
2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대론학과 박사 과정
2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 수상

2009년 12월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상
2010년 1월 성균관대학교 정보통신공학부 우수논문상 수상
2010년 12월 아이디어 전자신문 대학(원)생 과학기술 & IT 논문공모 대제전 최우수상, 장려상 수상
<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사(최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
2002년 3월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 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> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

송 익 호 (Ickho Song)

중신회원



1982년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사 (준최우등)
1984년 2월 서울대학교 전자공학과 공학석사
1985년 8월 펜실베니아대학교 전기공학과 공학석사
1987년 5월 펜실베니아대학교 공학박사

1987년 3월~1988년 2월 벨 통신연구소 연구원
1988년 3월~현재 한국과학기술원 전기및전자공학과 조교수, 부교수, 교수
1995년 1월~현재 한국과학기술원 논문지 편집위원, 편집 부위원장, 대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 중신회원, IET 석학회원, IEEE 석학회원
<관심분야> 통계학적 신호처리, 통신이론, 신호검파와 추정, 이동통신