

비동기 협력 통신 시스템을 위한 저복잡도 Alamouti 시공간 전송 기법

정회원 이영포*, 정다해*, 이영윤*, 준회원 송정환*, 종신회원 윤석호*

A Low-Complexity Alamouti Space-Time Transmission Scheme for Asynchronous Cooperative Systems

Youngpo Lee*, Dahae Chong*, Youngyoon Lee* *Regular Members*,
Chongghan Song* *Associate Member*, Seokho Yoon*^o *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 비동기 협력 통신 시스템을 위한 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반의 새로운 저복잡도 Alamouti 시공간 전송 기법을 제안한다. Li와 Xia에 의해 제안된 기존 기법은 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 생성하기 위해 릴레이 노드와 목적지 노드에서 추가적인 시간 전환 및 이동 연산을 요구한다. 뿐만 아니라, 릴레이 노드에서 시간 동기화 오류가 발생할 경우 심각한 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능 열화가 초래된다. 제안한 기법은 소스 노드에서의 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 간단한 부호 반전 및 허수 곱을 통하여 시간 전환 및 이동 연산을 사용하지 않아도 목적지 노드에서 부 반송파 별로 Alamouti 부호 구조를 생성하여 협력 다이버시티 이득을 획득한다. 또한, 릴레이 노드에서의 순환 전치 추가 연산을 이용하여 기존 기법에서 발생하는 릴레이 노드의 시간 동기화 문제를 해결한다. 모의실험 결과를 통해 제안한 기법은 기존 기법에 비해 데이터 전송률은 절반으로 감소하지만 두 배만큼 증가한 차수가 4인 다이버시티 이득을 얻으며, 릴레이 노드에서 시간 동기화 오류가 존재할 때도 우수한 BER 성능을 획득하는 사실을 확인한다.

Key Words : Alamouti Code, Asynchronous Cooperative System, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Diversity

ABSTRACT

In this paper, we propose a novel low-complexity Alamouti coded orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) scheme for asynchronous cooperative communications. Exploiting the combination of OFDM symbols at the source node and simple operations including sign change and complex product at the relay node, the proposed scheme can achieve cooperative diversity gain without use of time-reversion and shifting operations that the conventional scheme proposed by Li and Xia needs. In addition, by using the cyclic prefix (CP) removal and insertion operations at the relay node, the proposed scheme does not suffer from a considerable degradation of bit-error-rate (BER) performance even though perfect timing synchronization is not achieved at the relay node. From the simulation results, it is demonstrated that the BER performance of the proposed scheme is much superior to that of the conventional scheme in the presence of timing synchronization error at the relay node. It is also shown that the proposed scheme obtains two times higher diversity gain compared with the conventional scheme at the cost of half reduction in transmission efficiency.

* 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) (*:교신처)

논문번호 : KICS2009-01-030, 접수일자 : 2010년 2월 21일, 최종논문접수일자 : 2010년 2월 25일

I. 서 론

시공간 부호는 (space-time coding: STC) 공간 다이버시티 이득을 이용하여 열악한 무선 채널 환경에서 채널 페이딩에 의한 시스템 성능 열화를 효과적으로 극복할 수 있는 기술이다 [1]. 하지만, 점대점 (point-to-point) 통신에서 이러한 시공간 부호를 구현하기 위해서는 송신기 또는 수신기에 다수의 안테나가 필요하며, 이는 단말기의 크기 및 제조비용의 증가를 수반하기 때문에 이동국에 시공간 부호를 적용하는 데에는 많은 제약이 따르다 [2]. 최근 공간 다이버시티 이득을 획득하기 위한 새로운 전송 방식으로 협력 통신 (cooperative communication) 방식이 제안되었다. 협력 통신이란 동등한 기능을 갖는 두 개 이상의 통신 노드들에 의해 형성된 다수의 경로를 통하여 신호를 전달하고, 적어도 하나의 경로를 통해서 목적지까지 신호가 중계되며, 이들 다수의 경로로부터 수신된 신호를 결합하거나 또는 선택하여 전송 정보를 추정하는 통신 방식이다 [3]. 협력 통신에서는 공간적으로 분산된 다수의 릴레이가 안테나 공유를 통하여 가상의 다중 입력 다중 출력 (multiple input multiple output: MIMO) 시스템을 형성하게 되므로 송수신기에 추가로 안테나를 설치하지 않더라도 릴레이 간의 협력을 통해 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 장점이 있다 [3].

일반적으로 다수의 안테나를 사용하는 MIMO 시스템에서는 송신기 또는 수신기의 모든 안테나가 하나의 발진기에 의해 제어된다. 반면 협력 통신 시스템에서 각 릴레이는 개별적인 발진기에 의해 제어되며, 또한 물리적으로 분산되어 위치하기 때문에 서로 다른 릴레이에서 전송된 신호는 목적지 노드에서 서로 다른 시간 지연을 겪게 된다. 따라서 기존의 MIMO 시스템에서 시간 동기 문제를 고려하지 않고 설계된 시공간 부호들은 협력 통신 시스템에서 만족할 만한 전송 신뢰성을 보장하지 못한다. 이러한 문제를 극복하기 위해 서로 다른 릴레이 노드로부터 수신된 신호 간의 시간 동기화를 요구하지 않는 비동기 협력 통신 시스템에 적합한 시공간 부호를 설계하는 방법에 관한 연구가 현재 활발히 이루어지고 있다 [4]-[6].

최근 직교 주파수 분할 다중화를 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 이용하는 비동기 협력 통신 시스템을 위한 시공간 전송 기법이 Li와 Xia에 의해 제안되었다 [7]. 구체적으로는 OFDM 시스템의 순환 전치 (cyclic prefix: CP)

이용하여 목적지 노드에서 수신 신호 간에 발생하는 시간 동기 문제를 극복하고, 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 생성하여 두 개의 릴레이 노드가 사용되었을 때 차수가 2인 다이버시티 이득을 얻는다. 하지만, 목적지 노드에서 협력 다이버시티 이득을 얻기 위해 릴레이 노드와 목적지 노드에서 복잡한 시간 전환 (time-reversion) 및 이동 (time-shifting) 연산을 수행한다. 또한, 소스 노드와 릴레이 노드 간의 시간 지연이 각 릴레이 노드에서 정확하게 추정되지 않아 시간 동기화 오류가 발생하게 되면, 유효 OFDM 심볼 구간 내에 시간 지연이 영향을 미치게 되고, 이는 최종 목적지 노드에서 데이터 복조 시 오류를 발생시켜 심각한 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능 열화를 초래한다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 비동기 협력 통신 시스템을 위한 OFDM 기반의 새로운 Alamouti 시공간 전송 기법을 제안한다. 제안하는 기법에서는 소스 노드에서의 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 간단한 부호 반전 및 허수 곱 연산을 이용하여 복잡한 시간 전환 및 이동 연산을 사용하지 않아도 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 생성하여 협력 다이버시티 이득을 얻는다. 또한, 릴레이 노드에서의 CP 추가 연산을 통하여 기존 기법에서 발생하는 릴레이 노드의 시간 동기화 오류 문제를 극복한다. 이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 신호 모형을 소개하고 기존 기법의 문제점을 설명한다. III장에서는 제안하는 시공간 전송 기법의 소스 노드, 릴레이 노드 및 목적지 노드의 신호처리 과정을 제시한다. IV장에서는 모의실험 결과를 분석하며, V장에서는 전체 결론을 도출한다.

II. 신호 모형과 기존 기법

2.1 신호 모형

그림 1은 각각 하나의 안테나를 가지는 소스 노드 S 와 목적지 노드 D , 그리고 두 개의 릴레이 노드 R_1 과 R_2 를 이용하는 협력 통신 시스템의 구조도를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 데이터는 두 단계를 거쳐 소스 노드에서 목적지 노드로 전송된다. 첫 번째 단계에서는 소스 노드가 두 개의 릴레이 노드, R_1 과 R_2 로 데이터를 전송한다. 여기서 h_{SR_m} 과 τ_{SR_m} 은 각각 소스 노드와 m 번째 릴레이 노드 사이의 채널 계수 및 표본화 시간으로 정

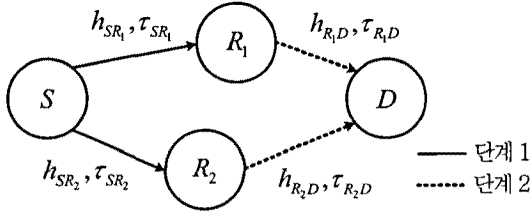


그림 1. 협력 통신 시스템 구조도

규화한 시간 지연을 나타낸다. 두 번째 단계에서는 소스 노드가 전송을 중단하고, 두 개의 릴레이 노드가 소스 노드로부터 수신한 신호를 간단한 신호처리 과정을 거친 후 목적지 노드로 전송한다. 이때 $h_{R_m,D}$ 과 $\tau_{R_m,D}$ 는 m 번째 릴레이 노드와 목적지 노드 사이의 채널 계수 및 표본화 시간으로 정규화한 시간 지연을 각각 의미한다. 본 논문에서는 각 노드 사이의 채널이 정적 플랫 페이딩이며 두 개의 OFDM 심볼 구간 동안 채널 계수 및 각 노드 간의 시간 지연은 변하지 않는다고 가정한다. 각 노드 간 채널 계수 h_{SR_m} 과 $h_{R_m,D}$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립 복소 정규 랜덤 변수로 (independent complex Gaussian random variable) 모형화 하였다.

2.2 기존의 협력 시공간 전송기법

소스 노드에서 N 개의 부 반송파로 구성된 OFDM 변조기로 전달되는 두 개의 연속적인 OFDM 블록은 다음과 같이 표현된다.

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

여기서 $X_i(k)$ 는 i 번째 OFDM 블록의 k 번째 부 반송파에 위치한 위상 편이 변조 (phase shift keying: PSK) 또는 직교 진폭 변조 (quadrature amplitude modulation: QAM) 심볼을 의미하며, $(\cdot)^T$ 는 벡터의 전치 연산자를 나타낸다. 기존 기법에서 두 개의 연속적인 OFDM 블록에 대한 시간 영역 샘플 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 은 각각 길이가 N 인 역 이산 푸리에 변환과 (inverse discrete Fourier transform: IDFT) 이산 푸리에 변환에 (DFT) 의해 생성된다 ($n = 0, 1, \dots, N-1$).

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

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

여기서 $\text{IDFT}_M(\cdot)$ 과 $\text{DFT}_M(\cdot)$ 는 길이가 N 인 IDFT 연산과 DFT 연산을 각각 나타낸다. 인접 심볼 간 간섭을 (intersymbol interference: ISI) 제거하기 위해 N_G 샘플 길이만큼의 CP를 삽입한 후, 두 개의 릴레이로 전송되는 i 번째 OFDM 전송 신호는 아래와 같다.

$$s_i = [s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N+N_G-1)]^T = [x_i(N-N_G), x_i(N-N_G+1), \dots, x_i(N-1), x_i(0), \dots, x_i(N-1)]^T, \quad (4)$$

본문에서 CP 길이 N_G 는 소스 노드에서 릴레이 노드를 거쳐 목적지 노드까지의 발생 가능한 최대 시간 지연보다 길다고 가정한다.

$$N_G \geq \max\{\tau_{SR_m} + \tau_{R_m,D}\}, \quad m \in \{1, 2\}. \quad (5)$$

릴레이 노드에서의 신호처리 과정은 다음과 같다. 채널 계수가 두 개의 인접 OFDM 심볼 구간 동안 변하지 않는다고 가정했을 때, m 번째 릴레이에서 수신한 i 번째 OFDM 신호는 아래와 같이 표현된다.

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

여기서 P_1 은 소스 노드에서의 단위 OFDM 심볼 전송 전력을 의미하며 $w_i^m(n)$ 은 m 번째 릴레이 노드의 i 번째 수신 신호에 더해지는 평균이 0이고, 분산이 1인 덧샘플 백색 정규 잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 샘플을 나타낸다. 기존 기법은 목적지 노드에서 DFT 연산 후 Alamouti 부호 구조를 생성하기 위해 각 릴레이 노드에서 아래와 같이 정의된 추가적인 시간 전환 연산을 수행한 후 목적지 노드로 신호를 전송한다.

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

그림 2는 이상적인 채널 환경에서 ($h_{SR_m} = 1, w_i^m(n) = 0$) 소스 노드와 릴레이 노드 간에 발생한

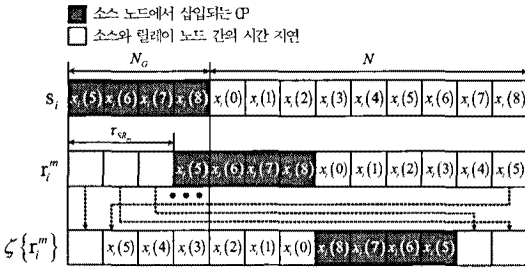


그림 2. $\tau_{SR_m} \neq 0$ 인 경우 기존 기법에서 릴레이에서 수신한 신호의 신호처리 결과 ($N=9, N_G=4, \tau_{SR_m}=3$)

시간 지연이 릴레이 노드에서 정확히 추정되지 않았을 때, 즉 $\tau_{SR_m} \neq 0$ 인 경우 소스 노드의 송신 신호, 릴레이 노드의 수신 신호 및 시간 전환 연산을 수행한 신호를 나타낸다. 그림에서 살펴볼 수 있듯이 기존 기법의 경우 릴레이 노드에서 시간 지연이 정확하게 추정되지 않으면 시간 전환 연산 후 CP 구간을 제외한 유효 OFDM 블록 내에 시간 지연이 영향을 미치게 되고, 이는 최종 목적지 노드에서 시간 이동 연산 후 데이터 복조 시 오류를 발생시켜 심각한 BER 성능 하락을 일으킨다.

III. 새로운 시공간 전송기법

본 논문에서는 추가적인 시간 전환 및 이동 연산을 사용하지 않고 릴레이 노드에서 정확한 시간 지연 추정을 요구하지 않는 비동기 협력 통신 시스템을 위한 새로운 시공간 전송 기법을 제안한다. 우선 소스 노드에서 두 개의 연속적인 OFDM 블록은 다음과 같은 새로운 네 개의 OFDM 블록 형태로 조합된다.

$$\begin{aligned} \tilde{X}_l &= [\tilde{X}_l(0), \tilde{X}_l(1), \dots, \tilde{X}_l(N-1)]^T \\ &= \begin{cases} (X_1 + jX_2)/2, & l=1, \\ -(X_2^* + jX_1^*)/2, & l=2, \\ (X_1 - jX_2)/2, & l=3, \\ (X_2^* - jX_1^*)/2, & l=4, \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 *는 공액 복소수 기호를 나타내며, \tilde{X}_l 은 다음과 같은 특성을 만족한다.

$$e^{j\pi/2} \tilde{X}_l = \begin{cases} (\tilde{X}_{l+1})^*, & l=1,3, \\ (\tilde{X}_{l-1})^*, & l=2,4. \end{cases} \quad (9)$$

식 (9)에서 단순한 허수 곱을 통해 식 (8)에서 새롭게 조합된 심볼 \tilde{X}_l 의 공액 복소수를 생성할 수 있다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 특성을 이용하여 제안하는 기법에서는 시간 전환 및 이동 연산을 사용하지 않고도 릴레이 노드에서 단순한 부호 반전 및 허수 곱만을 사용하여 Alamouti 부호 생성 시 필요한 심볼의 공액 복소수 조합을 생성하게 되고, 최종적으로 목적지 노드에서 다이버시티 이득을 획득할 수 있게 된다.

제안하는 기법에서는 기존 기법과 달리 IDFT 연산을 이용하여 시간 영역에서의 OFDM 심볼을 생성한다.

$$\tilde{x}_l(n) = \text{IDFT}_N\{\tilde{X}_l(k)\}, \quad (10)$$

여기서 $\tilde{x}_l(n)$ 은 새롭게 조합된 l 번째 OFDM 블록의 n 번째 시간 영역 샘플을 의미한다. CP 삽입 후, 두 개의 릴레이로 전송되는 l 번째 OFDM 전송 블록은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_l &= [\tilde{s}_l(0), \tilde{s}_l(1), \dots, \tilde{s}_l(N+N_G-1)]^T \\ &= [\tilde{x}_l(N-N_G), \tilde{x}_l(N-N_G+1), \dots, \\ &\quad \tilde{x}_l(N-1), \tilde{x}_l(0), \dots, \tilde{x}_l(N-1)]^T. \end{aligned} \quad (11)$$

m 번째 릴레이에서 수신한 l 번째 OFDM 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$r_l^m(n) = \begin{cases} h_{SR_m} \sqrt{P_1} \tilde{s}_l(n - \tau_{SR_m}) + w_l^m(n), & l=1,2, \\ \overline{h_{SR_m}} \sqrt{P_1} \tilde{s}_l(n - \tau_{SR_m}) + w_l^m(n), & l=3,4, \end{cases} \quad (12)$$

여기서 $\overline{h_{SR_m}}$ 과 τ_{SR_m} 은 세 번째와 네 번째 OFDM 심볼 구간 ($l=3,4$) 동안의 소스 노드와 m 번째 릴레이 노드 사이의 채널 계수와 시간 지연을 각각 나타낸다. 각 릴레이 노드에서는 우선 수신된 신호에서 CP를 제거한 후, N 개의 샘플을 취한다.

$$\begin{aligned} \hat{r}_l^m &= [\hat{r}_l^m(0), \hat{r}_l^m(1), \dots, \hat{r}_l^m(N-1)]^T \\ &= [\hat{r}_l^m(N_G), \hat{r}_l^m(N_G+1), \dots, \\ &\quad \hat{r}_l^m(N+N_G-1)]^T, \end{aligned} \quad (13)$$

식 (5)의 가정에 의해 τ_{SR_m} 와 τ_{SR_m} 은 CP 길이보다 길지 않으므로 식 (13)에서 CP가 제거된 신호의

부 반송과 간 직교성은 보존된다. 다음으로 릴레이 노드와 목적지 노드 사이에 발생하는 시간 지연에 따른 ISI를 방지하기 위해 릴레이에서 새롭게 생성한 N 개의 샘플에 N_C 샘플 길이만큼의 CP를 추가적으로 삽입한다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_1^m &= [\tilde{r}_1^m(0), \tilde{r}_1^m(1), \dots, \tilde{r}_1^m(N+N_C-1)]^T \\ &= [\tilde{r}_1^m(N-N_C), \tilde{r}_1^m(N-N_C+1), \dots, \\ &\quad \tilde{r}_1^m(N-1), \tilde{r}_1^m(0), \dots, \tilde{r}_1^m(N-1)]^T, \end{aligned} \quad (14)$$

그림 3은 새로운 CP 추가 연산을 수행한 릴레이 노드의 수신 신호를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안 기법에서는 CP 추가 연산을 통하여 릴레이 노드에서의 시간 동기화 오류가 유효 OFDM 구간 내에 영향을 미치는 현상을 방지하므로 부정확한 시간 지연 추정에 따른 BER 성능 열화 문제는 발생하지 않는다.

소스 노드에서의 단위 OFDM 심볼 전송 전력이 P_1 이고 식 (6)에서 각 릴레이 노드에 더해지는 잡음 성분은 분산이 1이라고 가정하였기 때문에, $\tilde{\mathbf{r}}_1^m$ 의 평균 전력은 P_1+1 이 된다. 릴레이 노드는 수신 신호 전력을 정규화 한 후 표 1에 표기되어 있는 신호처리를 거쳐 각 릴레이 노드 당 P_2 전력으로 목적지 노드에 신호를 전송한다.

목적지 노드에서 처음 두 OFDM 심볼 구간 동안 수신한 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} h_{R_1,D} \tilde{r}_1^m(n-\tau_{R_1,D}) \\ &\quad + h_{R_2,D} \tilde{r}_2^m(n-\tau_{R_2,D}) + z_1(n), \end{aligned} \quad (15)$$

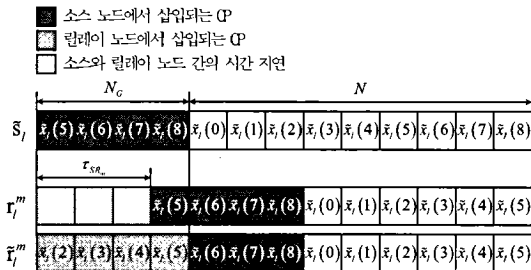


그림 3. $\tau_{SR_m} \neq 0$ 인 경우 제안 기법에서 릴레이에서 수신한 신호의 신호처리 결과 ($N=9, N_C=4, \tau_{SR_m}=3$)

표 1. 릴레이 노드에서의 신호처리

	첫 번째 릴레이 노드 R_1	두 번째 릴레이 노드 R_2
첫 번째 전송 OFDM 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_1^m(n)$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_2^m(n)$
두 번째 전송 OFDM 심볼	$e^{-j\pi/2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_1^m(n)$	$e^{j\pi/2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_2^m(n)$
세 번째 전송 OFDM 심볼	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_3^m(n)$	$\sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_4^m(n)$
네 번째 전송 OFDM 심볼	$e^{-j\pi/2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_3^m(n)$	$e^{j\pi/2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \tilde{r}_4^m(n)$

$$\begin{aligned} y_2(n) &= -e^{j\pi/2} \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} h_{R_1,D} \tilde{r}_1^m(n-\tau_{R_1,D}) \\ &\quad - h_{R_2,D} \tilde{r}_2^m(n-\tau_{R_2,D}) + z_2(n), \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 $z_1(n)$ 과 $z_2(n)$ 은 목적지 노드에서 첫 번째 및 두 번째 수신 신호에 더해지는 평균이 0이고, 분산이 1인 AWGN을 나타낸다. 목적지 노드에서는 기존의 OFDM 시스템과 동일하게 각 OFDM 심볼에 대한 CP가 수신 신호에서 우선 제거된 후, 다음으로 길이가 N 인 DFT 연산이 수행된다. 본 논문에서 목적지 노드는 모든 노드 간의 시간 지연 τ_{SR_m} 과 $\tau_{R_m,D}$ 를 정확히 추정할 수 있다고 가정한다. 이러한 가정을 바탕으로 CP 제거 후, DFT 연산을 수행한 출력 신호 $Y_1(k)$ 과 $Y_2(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_1(k) &= \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [h_{SR_1} h_{R_1,D} \tilde{X}_1(k) e^{-j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1,D})k/N} \\ &\quad + h_{SR_2} h_{R_2,D} \tilde{X}_2(k) e^{-j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2,D})k/N} + h_{R_1,D} W_1^A(k) e^{-j2\pi\tau_{R_1,D}k/N} \\ &\quad + h_{R_2,D} W_2^B(k) e^{-j2\pi\tau_{R_2,D}k/N}] + Z_1(k), \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} Y_2(k) &= \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} [h_{SR_1} h_{R_1,D} (-j\tilde{X}_1(k)) e^{-j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1,D})k/N} \\ &\quad + h_{SR_2} h_{R_2,D} (j\tilde{X}_2(k)) e^{-j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2,D})k/N} + h_{R_1,D} W_1^A(k) e^{-j2\pi\tau_{R_1,D}k/N} \\ &\quad + h_{R_2,D} W_2^B(k) e^{-j2\pi\tau_{R_2,D}k/N}] + Z_2(k), \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 $W_l^A(k) = \text{DFT}_N\{u_l^A(n)\}$ 와 $Z_l(k) = \text{DFT}_N\{z_l(n)\}$ 는 ($l \in \{1, 2\}$) 각각 릴레이 및 목적지 노드에서 더해진 잡음 성분의 DFT 연산 출력 신호를 나타낸다. 시간 영역에서의 지연은 주파수 영역에서의 위상

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{P_2}{P_1+1}} \left\{ \begin{bmatrix} h_{SR_1} h_{R_1 D} e^{-j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1 D})k/N} & h_{SR_2} h_{R_2 D} e^{-j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2 D})k/N} \\ h_{SR_2}^* h_{R_2 D}^* e^{j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2 D})k/N} & -h_{SR_1}^* h_{R_1 D}^* e^{j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1 D})k/N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{X}_1(k) \\ \tilde{X}_2(k) \end{bmatrix} \right. \\ &+ \left. \begin{bmatrix} h_{R_1 D} W_1^1(k) e^{-j2\pi\tau_{R_1 D}k/N} + h_{R_2 D} W_2^2(k) e^{-j2\pi\tau_{R_2 D}k/N} \\ h_{R_1 D}^* \{W_1^1(k)\}^* e^{j2\pi\tau_{R_1 D}k/N} + h_{R_2 D}^* \{W_2^2(k)\}^* e^{j2\pi\tau_{R_2 D}k/N} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2^*(k) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (19)$$

변화와 상응하므로 식 (17)과 (18)에서 수신 신호에 남아있던 시간 지연 성분이 DFT 연산 후 위상 회전 형태로 변화한 것을 볼 수 있다. 식 (8)에서 정의된 특성을 바탕으로 식 (17)과 (18)을 행렬 형태로 위의 식 (19)와 같이 정리할 수 있다.

식 (19)에서 채널 행렬의 각 열은 서로 직교하는 Alamouti 부호 형태를 가지는 것을 관찰할 수 있으며, 따라서 $\tilde{X}_1(k)$ 과 $\tilde{X}_2(k)$ 의 추정 값 $\hat{X}_1(k)$ 과 $\hat{X}_2(k)$ 는 수신 신호에 채널 행렬의 Hermitian 전치 행렬을 곱하여 손쉽게 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1(k) \\ \hat{X}_2(k) \end{bmatrix} = \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2^*(k) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

$$\text{여기서 } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{SR_1} h_{R_1 D} e^{-j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1 D})k/N} & h_{SR_2} h_{R_2 D} e^{-j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2 D})k/N} \\ h_{SR_2}^* h_{R_2 D}^* e^{j2\pi(\tau_{SR_2} + \tau_{R_2 D})k/N} & -h_{SR_1}^* h_{R_1 D}^* e^{j2\pi(\tau_{SR_1} + \tau_{R_1 D})k/N} \end{bmatrix}$$

이며 $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 전치행렬을 의미한다. 그 다음 두 OFDM 심볼 구간 동안에도 ($l=3, 4$) 마찬가지로 $\tilde{X}_3(k)$ 과 $\tilde{X}_4(k)$ 의 추정 값 $\hat{X}_3(k)$ 과 $\hat{X}_4(k)$ 를 위와 동일한 방법으로 구할 수 있으며, 최종적으로 소스 노드에서 전송한 두 개의 연속적인 OFDM 블록의 k 번째 샘플 $X_1(k)$ 과 $X_2(k)$ 는 아래 식과 같이 복조된다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_1(k) &= \frac{1}{2} [\text{Re}\{\hat{X}_1(k) + \hat{X}_3(k)\} - \text{Im}\{\hat{X}_2(k) + \hat{X}_4(k)\}] \\ &+ \frac{j}{2} [\text{Im}\{\hat{X}_1(k) + \hat{X}_3(k)\} - \text{Re}\{\hat{X}_2(k) + \hat{X}_4(k)\}], \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \hat{X}_2(k) &= \frac{1}{2} [\text{Im}\{\hat{X}_1(k) - \hat{X}_3(k)\} - \text{Re}\{\hat{X}_2(k) - \hat{X}_4(k)\}] \\ &- \frac{j}{2} [\text{Re}\{\hat{X}_1(k) - \hat{X}_3(k)\} - \text{Im}\{\hat{X}_2(k) - \hat{X}_4(k)\}]. \end{aligned} \quad (22)$$

여기서 $\text{Re}(\cdot)$ 와 $\text{Im}(\cdot)$ 는 각각 실수 값과 허수 값을 취하는 연산자를 나타낸다.

IV. 모의실험 결과

이번 장에서는 기존 기법과 본 논문에서 제안한 기법의 BER 성능을 모의실험을 통하여 비교한다. 본 모의실험에서는 DFT 및 IDFT 길이 N 이 64 샘플이고 CP 길이 N_G 가 16 샘플인 OFDM 시스템을 사용하였다. 각 노드 사이의 시간 지연 τ_{SR_m} 와 $\tau_{R_m D}$ 는 0에서 8사이의 임의의 숫자를 선택하여 소스 노드에서 목적지 노드까지의 최대 지연 시간이 N_G 를 넘지 않도록 설정하였다. 각 노드 간 채널 계수는 두 개의 연속적인 심볼 구간 동안 일정하다고 가정하였으며, 데이터 심볼은 기존 기법과 동일하게 BPSK 변조를 사용하였다. 이는 기존 기법과의 동등한 비교를 위한 것으로서, 제안된 기법은 식 (8)과 같이 신호 성좌도의 실수축과 허수축을 모두 고려하고 있으며 이를 통해 M -ary PSK 및 QAM 변조에도 적용 가능함을 알 수 있다. 한편, 릴레이 노드의 전송 전력 P_2 는 소스 노드의 전송 전력 P_1 의 절반으로 설정하였다 ($P_2 = P_1/2$)^[8].

그림 4는 소스 노드의 전송 전력 P_1 의 변화에 따른 기존 기법과 새롭게 제안한 기법의 BER 성능 변화를 나타낸다. 성능 평가의 기준으로 각 안테나의 전송 전력이 P_1 인 2×1 및 4×1 MIMO 시스템의 Alamouti 기법에 대한 BER 성능도 함께 제시하였다. 그림에서 살펴볼 수 있듯이 릴레이 노드에서 시간 지연 추정이 정확이 이루어지지 않았을 때, 즉 $\tau_{SR_m} \neq 0$ 인 경우 기존 기법은 시간 추정 오차로 인해 목적지 노드에서 데이터를 올바르게 복조할 수 없기 때문에 오류 마루 (error floor) 현상이 발생하였다. 반면, 새롭게 제안된 기법은 시간 지연이 정확하게 추정되지 않더라도 목적지 노드에서 올바르게 데이터를 복조할 수 있기 때문에 P_1 이 커짐에 따라 BER 성능이 향상되는 것을 관찰할 수 있다.

또한, 그림 4로부터 제안된 기법은 릴레이 노드에서 시간 지연 추정이 정확하게 수행된 기존 기법보다 우수한 BER 성능을 가지며 P_1 이 충분히 클

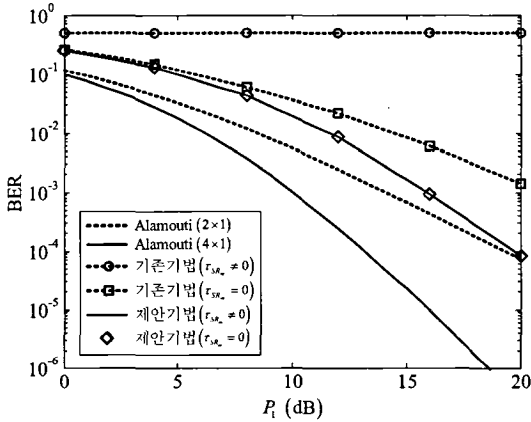


그림 4. 기존 기법과 제안 기법의 BER 성능 비교

때 차수가 4인 다이버시티 이득을 획득하는 것을 확인할 수 있다. 3장에서 언급한 바와 같이 제안된 기법은 목적지 노드에서 기존 기법보다 두 배 많은 네 개의 심볼 조합을 이용하여 두 개의 OFDM 블록을 형성한다. 이는 두 개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나를 가진 2x1 MIMO 시스템에서 두 개의 OFDM 심볼 블록을 반복해서 전송한 다음 Alamouti 부호를 이용해서 복조한 후 결합한 결과와 등가를 이룬다. 두 개의 OFDM 심볼을 반복해서 전송할 경우 데이터 복조 시 사용되는 정보의 양이 두 배 증가했으므로 획득할 수 있는 다이버시티 이득 또한 두 배 증가한다. 그러므로 P_1 이 충분히 클 때 제안 기법은 기존 기법의 다이버시티 이득보다 두 배만큼 증가한 차수가 4인 다이버시티 이득을 획득하게 된다. 모의실험 결과를 통하여 새롭게 제안된 기법은 기존의 기법에 비해 비록 데이터 전송률은 절반으로 감소하지만, 릴레이 노드에서 정확한 시간 지연 추정을 요구하지 않으며, 기존의 기법보다 향상된 BER 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 비동기 협력 통신 시스템을 위한 OFDM 기반의 저복잡도 Alamouti 시공간 전송 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 소스 노드에서의 심볼 조합과 릴레이 노드에서의 간단한 허수 곱 및 부호 반전 연산을 통하여 기존 기법에서 사용된 시간 전환과 이동 연산 없이도 목적지 노드에서 Alamouti 부호 구조를 형성하여 다이버시티 이득을 획득하였으며, 릴레이 노드에서의 CP 추가 연산을

이용하여 릴레이 노드에서 발생하는 시간 지연 추정 오류에 따른 BER 성능 열화 문제를 해결하였다. 모의실험 결과를 통해 제안된 기법은 기존 기법에 비해 데이터 전송률은 절반으로 감소하지만, 기존 기법보다 두 배만큼 높은 차수가 4인 다이버시티 이득을 얻으며, 릴레이 노드에서의 시간 지연 오차 값에 관계없이 우수한 BER 성능을 획득하는 사실을 확인하였다. 본 논문에서 새롭게 제안된 시공간 전송 기법은 향후 차세대 협력 무선 통신 시스템에 효과적으로 활용될 수 있을 것으로 전망된다.

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. Inf. 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," *IEEE Int. Symp. Inf. Theory (ISIT)*, pp.2612-2616, Seattle, WA, July, 2006.
- [3] 류현석, 강중규, "다중홉 릴레이 시스템에서의 협력 통신," *한국통신학회지 (정보와 통신)*, 24권, 5호, 47-62쪽, 2007년 5월.
- [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] X. Li, "Space-time coded multi-transmission among distributed transmitters without perfect synchronization," *IEEE Signal Process. Lett.*, Vol.11, No.12, pp.948-951, Dec., 2004.
- [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. Inf. Theory*, Vol.52, No.7, pp.3153-3167, July, 2006.
- [7] 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.
- [8] 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.

이 영 포 (Youngpo Lee)

정회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2010년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사

2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정

2008년 11월 한국통신학회 하계종합학술발표회 우수논문상 수상

2009년 12월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상

2010년 1월 성균관대학교 정보통신공학부 우수논문상 수상

<관심분야> 통신 이론, 무선 통신, 통계학적 신호 처리

정 다 해 (Dahae Chong)

정회원



2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

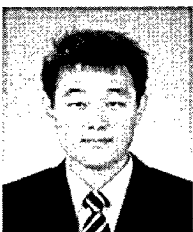
2008년 2월 성균관대학교 전기컴퓨터공학과 공학석사

2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

이 영 윤 (Youngyoon Lee)

정회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사

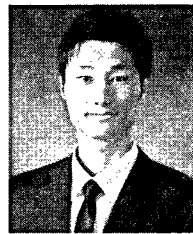
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정

2008년 7월 성균관대학교 우수논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호 처리

송 정 한 (Chonghan Song)

준회원



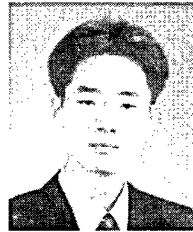
2009년 2월: 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2009년 3월~현재: 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정

<관심분야> OFDM, 통계학적 신호 처리, 추정 및 검파

윤 석 호 (Seokho Yoon)

종신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전신학과 공학사 (최우등)

1999년 2월 한국과학기술원 전자전신학과 공학석사

2002년 2월 한국과학기술원 전자전신학과 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 신호 처리