

# 시공간 부호화 직교 주파수분할 다중화 기반 저 복잡도 다중 안테나 릴레이 전송 방식 설계 및 성능

준회원 이지혜\*, 정회원 박재철\*, 왕진수\*, 이성로\*\*°, 종신회원 김윤희\*

## Design and Performance of Low Complexity Multiple Antenna Relay Transmission Based on STBC-OFDM

Ji Hye Lee\* Associate Member, Jae Cheol Park\*, Jin Soo Wang\*,  
Seong Ro Lee\*\*° Regular Members, Yun Hee Kim\*° Lifelong Member

### 요약

본 논문에서는 직교 주파수분할 다중화 기반 시스템에서 공간 다양성을 높이기 위한 복잡도가 낮은 다중 안테나 릴레이 전송 방식을 설계한다. 기반이 되는 릴레이 전송 방식은 직교 주파수분할 다중화 신호를 주파수 영역 변환 없이 시간 영역에서의 신호 처리만으로 시공간 부호화를 이룸으로써 IFFT와 FFT를 필요로 하지 않는다. 본 논문에서는 기존의 낮은 복잡도를 갖는 시공간 부호화 직교 주파수분할 다중화 릴레이 전송 방식을 상용 직교 주파수분할 다중화 시스템에 호환 가능하도록 전송 방식을 수정하고 다중 릴레이 환경에서 성능 향상을 위한 방법을 안테나별 수신 품질 정보 유무에 따라 제공한다. 제안하는 기법의 성능 평가 결과 다양성 이득이 향상 되어 아웃리지 확률과 부호화 비트오류를 줄이는 것을 볼 수 있다. 이에, 직교 주파수분할 다중화 시스템을 적용하는 무선랜 및 해상 통신 시스템에서 서비스 품질 향상 또는 커버리지 확장에 유용할 것으로 판단된다.

**Key Words** : Relay, Orthogonal frequency division multiplexing, Space time block code, Amplify and forward

### ABSTRACT

In this paper, we design multiple antenna relay transmission schemes of low complexity to enhance the spatial diversity in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. The relay scheme underlined, can provide space time block coding (STBC) of OFDM signals in the time domain without IFFT and FFT operations with much reduced complexity. In this paper, we modify the conventional low-complexity STBC-OFDM relaying scheme to be compatible to the existing OFDM systems. In addition, we extend the proposed scheme for multiple antenna relays and provide performance enhancement strategies according to the channel quality information available at the relay. The proposed scheme is shown to improve the diversity and thereby to reduce the outage probability and coded bit error rate. Therefore, the proposed scheme will be promising for service quality improvement or coverage extension based on OFDM like wireless LANs and maritime communications.

\* 본 논문은 정부(교육과학기술부) 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 (No.2010-0010664) 과 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 (NIPA-2010-C1090-1021-0007)의 연구 결과임

\* 경희대학교 전자전파공학과 (yoyo278@khu.ac.kr, delta310@khu.ac.kr, jcpark@khu.ac.kr, yheekim@khu.ac.kr)

\*\* 목포대학교 전자공학과 (srlee@mokpo.ac.kr), (°: 교신저자)

논문번호: KICS2011-02-099, 접수일자: 2011년 2월 7일, 최종논문접수일자: 2011년 9월 28일

## 1. 서 론

최근 선박간 통신 또는 선박과 해안간 통신에서 기간의 연결성을 높이고 전송 용량을 향상시키기 위한 노력이 꾸준히 진행되고 있다<sup>[1,2]</sup>. 이러한 노력으로 기존 위성을 이용한 다양한 멀티미디어 서비스 제공이나<sup>[1]</sup> 해안 또는 선박 내에 WiMAX 기지국 설치로 위치 추적 및 고속 무선 인터넷 서비스를 제공하려는 시도가 있다<sup>[2]</sup>. 특히 후자의 경우 저비용으로 광대역 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있기 때문에 해안에 위치한 선박들에 많이 적용될 것으로 기대되고 있다. 그러나, 선박이 해안에서 멀어질 경우 서비스 제공이 어렵기 때문에 저비용으로 기존의 무선 인터넷 서비스 영역을 넓히고 전송 효율을 높이는 방법이 필요하다. 이를 가능하게 하는 유력한 후보로 선박간 협력 통신 또는 선박 내 릴레이 시스템<sup>[3,4]</sup> 고려할 수 있다.

협력 통신 또는 릴레이 전송 기법은 경로 손실을 줄이고 채널 다양성 이득을 높임으로써 송신 전력 증가 없이 서비스 변경을 넓힐 수 있다. 초기 릴레이 전송 방식은 센서 네트워크 등의 응용을 위해 플랫 페이딩 환경에서 연구되었으나, 최근 광대역 전송을 위한 직교 주파수분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing) 방식을 적용한 연구로 확장 적용되고 있다<sup>[7-11]</sup>.

직교 주파수분할 다중화 기반의 릴레이 통신 기술로써 [9]에서는 시공간 부호화 기법을 활용한 직교 주파수분할 다중화 협력 통신 기법을 제안하고, 제안한 기법을 토대로 서로 다른 채널 길이에 따른 다양성 이득에 대하여 이론적인 분석을 포괄적으로 제시하였다. [10]에서는 직교 주파수분할 다중화를 기반으로 한 증폭-후-전달 (amplify-and-forward) 릴레이 기법을 제안하였고, [11]에서는 릴레이 노드에서 채널의 상태에 따라 증폭-후-전달 기법과 복호-후-전달 기법을 적응적으로 선택하는 하이브리드 릴레이 기법을 고안하였다.

하지만, 직교 주파수분할 다중화를 기반으로 하는 기존의 릴레이 기법은 가장 간단한 증폭-후-전달 기법을 적용할 지라도 릴레이에서 수신 신호를 주파수 영역으로 변환한 뒤 처리하기 때문에 적어도 IFFT와 FFT 기능이 필요하다. 이러한 단점을 해결하기 위한 방안으로 IFFT와 FFT 없이 동작할 수 있는 릴레이 기법이 제안되었다<sup>[12]</sup>. 하지만, 제안된 기법의 경우 원천 노드의 직교 주파수분할 다중화 송신 구조를 바꾸기 때문에 현재 상용하는 직교 주파수분할 다중화 시스템에 그대로 적용하기 어렵다.

이에 본 논문에서는 기존의 무선 랜 또는 WiMax

시스템에 호환 가능하고 저비용으로 구축 가능함으로써 해양 통신에 알맞은 직교 주파수분할 다중화 기반 릴레이 전송 기법을 설계한다. 제안하는 기법은 기존의 송수신 구조 변경 없이 릴레이에서 시간 영역 처리만으로 시공간 부호화가 가능하면 순간 전력 기반 전력 이득으로 페이딩에 의한 성능 저하를 낮출 수 있다. 또한, 다중 안테나 릴레이 환경에서 성능을 더욱 향상시키기 위해 릴레이에서 수신 안테나 선택 기법과 수신 안테나 순환 지연 결합 기법을 제안한다. 제안하는 기법의 성능은 이론적으로 제공 가능한 평균 전송률과 아웃티지 확률 성능과 특정 시스템에서 실제로 얻을 수 있는 비트오류율 성능으로 살펴보았다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존방식을 수정한 제안하는 릴레이 기법을 소개하고, III에서는 II장의 기법을 향상시킬 수 있는 릴레이 수신안테나 선택기법과 순환지연다양성 기법을 제안한다. IV장에서는 제안한 기법의 성능을 도출한 다음, 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모형

그림 1은 본 연구에서 고려한 원천 노드 S와 목적 노드 D, 그리고 릴레이 노드 R로 구성된 협력 시스템 모형을 나타낸 것이다. 해양 통신일 경우 각 노드는 서로 다른 선박을 나타낸다. 원천 노드와 목적 노드는 안테나가 하나이고 릴레이 노드는 2x2 송수신 안테나를 갖추고 있다. 모든 노드는 반이중 (half duplex) 방식으로 통신하고 원천 노드와 목적 노드 사이의 거리가 매우 커서 직접 경로는 무시할 수 있다고 가정한다. 한편, 원천 노드와 릴레이 노드, 릴레이 노드와 목적 노드 사이의 채널은 주파수 선택성 다중 경로 페이딩 특성을 띤다. 원천 노드는 이러한 다중경로 페이딩과 릴레이 수신 신호 사이의 타이밍 오류를 극복하기 위해 시간 지연에 강인한 직교 주파수분할 다중화 방

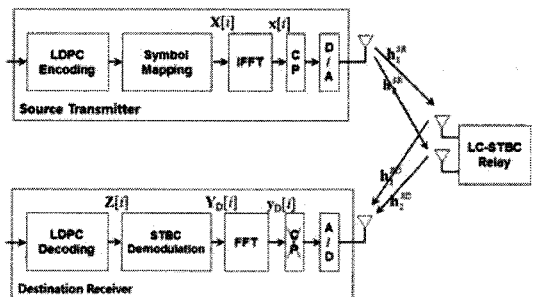


그림 1. 시스템 모형

식을 적용한다. 또한, 다중 안테나 릴레이를 통해 채널 다양성을 높이는 방법으로 Alamouti 기반의 릴레이 전송 방식을 고려한다<sup>13,14)</sup>.

먼저 제안하는 방식은 첫 번째 시간슬롯에서 원천 노드가 릴레이 노드로 신호를 방송하고, 두 번째 시간 슬롯에서는 릴레이 노드가 목적 노드로 신호를 전송한다. 이 때, 원천 노드와 릴레이 노드의  $m (= 1, 2)$  짝 안테나 사이의 이산 시간 채널 충격 응답과 릴레이 노드의  $m$  짝 안테나와 목적 노드 사이의 이산 시간 채널 충격 응답은 다음과 같은 벡터 꼴로 각각 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} h_m^{SR} &= [h_m^{SR}[0], h_m^{SR}[1], \dots, h_m^{SR}[L_1 - 1]]^T, \\ h_m^{RD} &= [h_m^{RD}[0], h_m^{RD}[1], \dots, h_m^{RD}[L_2 - 1]]^T \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,  $h_m^{AB}[i]$  은 노드 A와 노드 B 사이 채널의  $i$  짝 샘플링 타임 지연에서의 채널 응답이고,  $L_1$ 과  $L_2$  는 원천 노드와 릴레이 노드, 릴레이 노드와 목적 노드 사이의 최대 다중경로 지연 시간 샘플 수를 각각 나타낸다.

원천 노드가 전송하는  $i$  짝 직교 주파수분할 다중화 심볼의  $k$  짝 부반송과 심볼을  $X[i, k]$ 로 표현하면,  $i$  짝 직교 주파수분할 다중화 심볼을 구성하는 주파수 영역 데이터 심볼 벡터는

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

으로, IFFT 후의 시간 영역 직교 주파수분할 다중화 신호의 샘플 벡터는

$$x[i] = [x[i, 0], x[i, 1], \dots, x[i, N-1]]^T = IFFT(X[i]) \quad (3)$$

으로 쓸 수 있다. 여기서,  $N$ 은 FFT 크기를 나타내고,  $i$  짝 직교 주파수분할 다중화 심볼의  $n$  짝 시간 샘플은 다음과 같이 주어진다.

$$x[i, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[i, k] e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

원천 노드는 타이밍 오차 및 시간 지연에 의한 심볼간섭 영향을 줄이기 위해 직교 주파수분할 다중화 신호의 시간 영역 샘플  $x[i]$ 에 순환 전치를 (cyclic prefix) 삽입한 뒤 첫 번째 시간 슬롯에서 차례로 릴레이

에 전송한다. 릴레이 노드는  $x[i], i = 0, 1$ 에 대한 수신 신호를 다음 절에서 제안하는 방식으로 (LC-STBC) 신호 처리 후 두 번째 시간 슬롯에 목적 노드로 증폭 후 전달함으로써 목적 노드에서 시공간 다양성 이득을 얻을 수 있도록 한다.

### III. 저복잡도의 협력 전송 방식 설계

릴레이 노드에서 보호 구간을 제거한 후  $m$  짝 안테나로 수신된 직교 주파수분할 다중화 신호는 두 OFDM 심볼 구간 동안 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_{R,m}[i] = \sqrt{P_S} x[i] \star h_m^{SR} + n_{R,m}[i], \quad i = 0, 1 \quad (5)$$

여기서,  $\star$ 는 순환 컨볼루션이고,  $P_S$ 는 원천노드의 평균송신전력,  $n_{R,m}[i] \sim CN(0, \sigma_R^2 I_N)$ 는 릴레이의  $m$  짝 안테나에서  $i$  짝 OFDM 심볼에 대한 백색 복소 정규 잡음 벡터이다.

릴레이 노드는 수신한 두 직교 주파수분할 다중화 심볼 벡터  $y_{R,m}[i], i = 0, 1$ 로부터 표 1과 같이 각 안테나별 송신 심볼 벡터  $x_{R,m}[i], i = 0, 1$ 를 생성한다. 표에서  $G_m$ 은 릴레이 안테나  $m$ 에서 송신되는 신호의 증폭 이득이고,  $\zeta(\cdot)$ 는 벡터의 시간 반전 함수로  $b[i] = \zeta(a[i])$ 의 입출력 벡터 원소는  $b[i, n] = a[i, N+1-n], n = 1, 2, \dots, N$ 의 관계를 갖는다. 표와 같은 신호 처리는 Alamouti 부호를 위해 주파수 영역 데이터 심볼의 복소 공액을  $A^*[i] = FFT(\zeta(a^*[i]))$ 의 관계로 시간 영역에서 수행하는 것이다<sup>15)</sup>.

릴레이 증폭 이득은 각 직교 주파수분할 다중화 심볼에 대한 순간 평균 송신전력을 적용할 경우 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$G_m = \sqrt{\frac{P_R}{2(P_S \|h_m^{SR}\|^2 + \sigma_R^2)}} \quad (6)$$

여기서,  $P_R$ 은 릴레이 송신 전력이다.

상기 방식으로 릴레이 노드가 신호를 전송했을 때 목적 노드에서의 수신 신호는 다음과 같다.

표 1. 릴레이 노드 안테나 송신 신호

	$i=0$	$i=1$
$m=0$	$G_0 y_{R,1}[0]$	$G_1 y_{R,1}[1]$
$m=1$	$-G_2 \zeta(y_{R,2}^*[1])$	$G_2 \zeta(y_{R,2}^*[0])$

$$y_D[i] = x_{R,1}[i] \star h_1^{RD} + x_{R,2}[i] \star h_2^{RD} + n_D[i], i = 0, 1 \quad (7)$$

여기서,  $n_D[i] \sim CN(0, \sigma_D^2 I_N)$ 는 목적 노드에서  $i$  짝 직교 주파수분할 다중화 수신 심볼에 대한 백색정규잡음 벡터이다. 수신 심볼을 FFT로 주파수 영역 벡터로 바꾸면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_D[0] &= FFT \left( \begin{matrix} G_1 y_{R,1}[0] \star h_1^{RD} \\ -G_2 (y_{R,2}^*[1]) \star h_2^{RD} + n_D[0] \end{matrix} \right) \\ &= G_1 Y_{R,1}[0] \circ H_1^{RD} - G_2 Y_{R,2}^*[1] \circ H_2^{RD} + N_D[0] \quad (8) \\ Y_D[1] &= G_1 Y_{R,1}[1] \circ H_1^{RD} \\ &\quad + G_2 Y_{R,2}^*[0] \circ H_2^{RD} + N_D[1] \end{aligned}$$

여기서,  $\circ$ 는 원소끼리 곱을 나타내는 하다마드 곱이고,  $H_m^{AB} = FFT(h_m^{AB})$ ,  $N_D[i] = FFT(n_D[i])$ 이다. 이 때, 주파수 영역에서의 릴레이 수신 신호 벡터  $Y_{R,m}[i] = \sqrt{P_S} X[i] \circ H_m^{SR} + N_{R,m}[i]$ 를 대입하면  $k$ 째 부반송파에서 수신 심볼은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_D[0,k] &= G_1 H_1^{SR}[k] H_1^{RD}[k] X[0,k] \\ &\quad - G_2 H_2^{SR}[k]^* H_2^{RD}[k] X^*[1,k] + \widetilde{N}_D[0,k] \\ Y_D[1,k] &= G_1 H_1^{SR}[k] H_1^{RD}[k] X[1,k] \\ &\quad + G_2 H_2^{SR}[k]^* H_2^{RD}[k] X^*[0,k] + \widetilde{N}_D[1,k] \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 잡음 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widetilde{N}_D[0,k] &= G_1 N_{R,1}[0,k] H_1^{RD}[k] \\ &\quad - G_2 N_{R,2}^*[1,k] H_2^{RD}[k] + N_D[0,k] \\ \widetilde{N}_D[1,k] &= G_1 N_{R,1}[1,k] H_1^{RD}[k] \\ &\quad + G_2 N_{R,2}^*[0,k] H_2^{RD}[k] + N_D[1,k] \end{aligned} \quad (10)$$

이에 따라, 두 직교 주파수분할 다중화 심볼에 대한 수신 심볼은 등가적으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_D[0,k] \\ Y_D[1,k] \end{bmatrix} &= \sqrt{P_S} \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{G_1} H_{eq,1}[k] & -\sqrt{G_2} H_{eq,2}[k] \\ \sqrt{G_2} H_{eq,2}^*[k] & \sqrt{G_1} H_{eq,1}^*[k] \end{bmatrix}}_{H_{eq}[k]} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} X[0,k] \\ X^*[1,k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \widetilde{N}_D[0,k] \\ \widetilde{N}_D[1,k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,  $H_{eq,1}[k] = H_1^{SR}[k] H_1^{RD}[k]$ 와  $H_{eq,2}[k] = H_2^{SR}[k]^* H_2^{RD}[k]$ 는 릴레이 수신 신호에 대한 등가 채널 응답이다. 기존의 Alamouti 복호 방식을 그대로 적

용하면 결합 후 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Z[0,k] \\ Z^*[1,k] \end{bmatrix} &= H_{eq}^H[k] \begin{bmatrix} Y_D[0,k] \\ Y_D^*[1,k] \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{P_S} (G_1 |H_{eq,1}[k]|^2 + G_2 |H_{eq,2}[k]|^2) \begin{bmatrix} X[0,k] \\ X^*[1,k] \end{bmatrix} \\ &\quad + H_{eq}^H[k] \begin{bmatrix} \widetilde{N}_D[0,k] \\ \widetilde{N}_D^*[1,k] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

이에 따른  $k$ 째 부반송파에서의 수신 신호대잡음비는 다음과 같다.

$$\gamma[k] = \frac{P_S (G_1^2 |H_{eq,1}[k]|^2 + G_2^2 |H_{eq,2}[k]|^2)}{\sigma_R^2 (G_1^2 |H_1^{RD}[k]|^2 + G_2^2 |H_2^{RD}[k]|^2) + \sigma_D^2} \quad (13)$$

상기 기법은 릴레이 노드에서의 채널 추정 없이 목적 노드에서 두 등가 채널  $H_{eq,m}[k], m=1,2$  만을 측정함으로써 공간 다양성을 얻을 수 있다. 또한, [12]에서 제안한 저복잡도 시공간 부호화 협력 전송 방식과는 달리 원천 노드와 목적 노드는 기존직교 주파수분할 다중화 송수신 시스템과 동일한 구조를 가질 수 있으며 직교 주파수분할 다중화 수신 심볼 전력에 따라 릴레이 증폭 이득을 결정함으로써 페이딩에 의한 성능 저하를 낮출 수 있다.

#### IV. 성능 향상 기법

본 장에서는 앞서 제안한 저복잡도 시공간 부호화 릴레이 기법의 성능을 추가적으로 향상시킬 수 있는 두 가지 기법을 제안한다. 첫째로 제안하는 릴레이 수신 안테나 선택기법은 각 수신 안테나로부터 수신된 신호 중 전력이 더 큰 신호를 선택하여 전송함으로써 성능을 개선할 수 있는 기법이다. 두 번째로 제안하는 기법은 순환지연다양성 기법을 제안한다. 순환지연다양성 기법은 릴레이 노드에서는 수신된 두 신호와 각 신호의  $\Delta$ 만큼의 순환 지연된 직교 주파수분할 다중화 신호를 결합하여 시공간부호화를 적용함으로써 채널 다양성을 증가시켜 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기법이다.

##### 4.1 릴레이 수신 안테나 선택 기법

본 절에서는 릴레이 노드의 각 수신 안테나 신호의 전력에 따라 수신 안테나를 선택하고 선택된 수신 안테나 신호를 두 송신 안테나로 시공간 부호화를 통해 전송함으로써 선택 다양성 이득을 얻는 기법을 제안

한다.

릴레이 노드에서는 두 개의 수신 안테나로부터 수신된 각 수신신호의 전력을 비교하여 안테나를 선택한다.

$$m_0 = \arg \min_m \|h_m^{SR}\|^2 \quad (14)$$

수신신호 전력을 통하여 안테나를 선택하기 때문에 릴레이 노드에서는 더 좋은 채널을 통하여 전송 받은 수신신호만을 선택하여 전송함으로써 이득을 얻을 수 있다.

표 2는 안테나 선택기법을 적용하였을 경우 릴레이 노드의 송신 안테나에서 전송되는 신호를 나타낸 것이다.

안테나 선택 기법을 적용하였을 경우에 대한 신호 대잡음비는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\gamma_{RAS}[k] = \frac{P_S G_{m_0}^2 |H_{m_0}^{SR}[k]|^2 (|H_1^{RD}[k]|^2 + |H_2^{RD}[k]|^2)}{\sigma_R^2 G_{m_0}^2 (|H_1^{RD}[k]|^2 + |H_2^{RD}[k]|^2) + \sigma_D^2} \quad (15)$$

표 2. 수신 안테나 선택 기법 적용 시 릴레이 노드 안테나 송신 신호

	$i=0$	$i=1$
$m=1$	$G_{m_0} \mathbf{y}_{R,m_0}[0]$	$G_{m_0} \mathbf{y}_{R,m_0}[1]$
$m=2$	$-G_{m_0} \zeta(\mathbf{y}_{R,m_0}^*[1])$	$G_{m_0} \zeta(\mathbf{y}_{R,m_0}^*[0])$

#### 4.2 순환 지연 다양성 기법

본 절에서는 릴레이 노드의 각 수신안테나를 통해 수신된 신호의 순환지연을 이용하여 성능 이득을 얻을 수 있는 순환지연다양성 (cyclic delay diversity; CDD) 기법을 제안한다<sup>[6]</sup>.

릴레이 노드에서는 수신된 두 신호  $\mathbf{y}_{R,1}$ 와  $\mathbf{y}_{R,2}$ 의  $\Delta$ 만큼의 수신된 순환 지연된 직교 주파수 분할 다중화 심볼을 생성하고, 기존의 수신신호와 결합하여 시공간 부호화를 적용한다. 이를 통하여 채널 다양성을 증가시킴으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

릴레이 노드에서  $\mathbf{y}_{R,m}[i]$ ,  $i=0,1$ 신호의  $\Delta$ 만큼의 순환 지연된 직교 주파수 분할 다중화 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i] = [\mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i,0], \mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i,1], \dots, \mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i,N-1]] \quad (16)$$

여기서,  $\mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i,n]$ 은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{y}_{R,m,\Delta}[i,n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi\Delta k}{N}} Y_{R,m}[i,k] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (17)$$

표 3은 순환지연다양성 기법을 적용하였을 경우 릴레이 노드의 송신 안테나에서 전송되는 신호를 나타낸 것이다.

이때,  $m$ 번째 릴레이 송신 안테나에서의 비례계수  $G'_m$ 는 다음과 얻어진다.

$$G'_1 = \sqrt{\frac{P_R}{2(P_S \|h_1^{SR} + h_{2,\Delta}^{SR}\|^2 + \sigma_R^2)}}, \quad (18)$$

$$G'_2 = \sqrt{\frac{P_R}{2(P_S \|h_2^{SR} + h_{1,\Delta}^{SR}\|^2 + \sigma_R^2)}}$$

여기서, 순환 지연된 채널 벡터  $h_{m,\Delta}^{SR}$ 은  $h_{m,\Delta}^{SR} = [h_{m,\Delta}^{SR}[1], h_{m,\Delta}^{SR}[2], \dots, h_{m,\Delta}^{SR}[N-1]]$ 로 나타낼 수 있으며,  $h_{m,\Delta}^{SR}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi\Delta k}{N}} H_m^{SR}[k] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$ 라 정의된다.

순환지연다양성 기법을 적용하였을 경우에 대한 신호 대잡음비는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\gamma_{CDD}[k] = \frac{P_S (G_1'^2 |H_{e,q,1,\Delta}[k]|^2 + G_2'^2 |H_{e,q,2,\Delta}[k]|^2)}{2\sigma_R^2 (G_1'^2 |H_1^{RD}[k]|^2 + G_2'^2 |H_2^{RD}[k]|^2) + \sigma_D^2} \quad (19)$$

이때, 순환지연다양성 기법을 적용한 원천노드와 목적 노드 간의 등가채널은 다음과 같다.

$$H_{e,q,1,\Delta}[k] = (H_1^{SR}[k] + H_2^{SR}[k] e^{-j\frac{2\pi\Delta k}{N}}) H_1^{RD}[k]$$

$$H_{e,q,2,\Delta}[k] = (H_2^{SR}[k] + H_1^{SR}[k] e^{-j\frac{2\pi\Delta k}{N}})^* H_2^{RD}[k] \quad (20)$$

표 3. 순환지연다양성 기법 적용 시 릴레이 노드 안테나 송신 신호

	$i=0$	$i=1$
$m=1$	$G'_1 (\mathbf{y}_{R,1}[0] + \mathbf{y}_{R,2,\Delta}[0])$	$G'_1 (\mathbf{y}_{R,1}[1] + \mathbf{y}_{R,2,\Delta}[1])$
$m=2$	$-G'_2 \zeta(\mathbf{y}_{R,2}[1] + \mathbf{y}_{R,1,\Delta}[1])$	$G'_2 \zeta(\mathbf{y}_{R,2}[0] + \mathbf{y}_{R,1,\Delta}[0])$

## V. 성능 평가 및 모의 실험

본 절에서는 제안하는 저복잡도 시공간 부호화 직교 주파수분할 다중화 시스템이 이론적으로 제공 가

능한 성능과 특정 시스템으로 구현 시의 실제 성능을 살펴본다.

제한하는 기법이 제공 가능한 최대 전송률 즉 상호 정보량은 (mutual information) 다음과 같다.

$$R = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{N-1} \log_2(1 + \gamma[k]) \quad (21)$$

여기서,  $\gamma[k]$ 는 목적 노드에서의  $k$ 째 부반송파 수 신 신호대잡음비로 릴레이 전송 기법에 따라 식 (13), (15), 또는 (19)로 쓸 수 있다. 식 (21)으로부터 시스템이 제공 가능한 평균 전송률  $E(R)$ 와 시스템이 전송률  $R$ 로 전송할 때 아웃티지가 발생할 확률  $P_{out}(R) = \Pr\{R < R_c\}$ 을 얻을 수 있다.

상기 이론적으로 얻을 수 있는 성능과 채널 부호를 적용한 실제 시스템에서 제공하는 성능을 함께 도출하기 위해 이용한 시스템 파라미터는 표 4와 같다. 이론적 성능과 실제 시스템 성능 평가에 공통적으로 부반송파 수는 64, 순환 전치 길이는 16, 표본 주파수는 7.68 MHz, 목표 전송률은 0.5 bps/Hz로 하였다. 실제 시스템 성능 평가를 위한 채널 부호화 기법은 부호율이 1/2이고 구성장의 길이가 7인 컨볼루션 부호를 사용하였으며 변조 방식은 BPSK를 적용하였다. 주파수 선택성 다중경로 페이딩 채널은 ITU-R 보행자 A 채널을 적용하였으며 경로 손실 지수는 3.5이다. 성능 평가를 위해 원천 노드와 목적 노드 사이의 거리를 1로 정규화하고 릴레이 노드가 두 노드 사이의 중간에 위치한다고 가정하였다.

그림 2와 그림 3은 제안하는 릴레이 방식의 이론적인 평균전송률과 아웃티지 확률을 보인 것이다. 그림에서 'No STBC'는 단일 안테나 릴레이 노드를 사용한 경우의 평균 전송률을 나타내고, 'LC-STBC'는 III장에서 제안한 기본 릴레이 방식, 'LC-STBC/CDD.'와 'LC-STBC/RAS.'은 순환지연다양성 기법과 수신 안테나 선택 기법을 적용한 제안 릴레이 방식을 각각 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 이론적으로 제안하는 협력 전송 방식은 평균 전송률 측면에서는 아주 작은 이득을 보이는 반면, 아웃티지 성능에서 No STBC에 비하여  $10^{-3}$ 에서 약 4 dB의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, 릴레이 수신 안테나 선택과 순환지연다양성 기법을 통해  $10^{-3}$ 에서 약 2 dB의 추가 성능 이득이 있음을 볼 수 있다. 안테나별 채널품질정보를 이용하는 안테나 선택 기법이 해당 정보를 사용하지 않는 순환지연다양성 기법보다 성능이 우수하나

표 4. 시스템 파라미터

변수	값
부반송파 수 (N)	64
순환 전치 길이	16
표본 주파수	7.68 MHz
목표 전송률 (R)	0.5 bps/Hz
채널 부호화 기법	길쌈 부호
부호율	1/2

이론적인 성능 차이는 신호대잡음비가 낮은 경우를 제외하고는 거의 비슷한 성능을 보임을 볼 수 있다.

그림 4는 릴레이 노드의 위치에 따른 제안하는 릴레이 전송 방식의 아웃티지 확률을 보인 것이다. 제안하는 기본 릴레이 전송 방식은 최적 릴레이 노드 위치가 원천 노드에 더 근접한 반면, 안테나 선택기법과 순환지연다양성 기법을 적용한 경우 최적 릴레이 위치가 가운데로 이동하는 것을 확인할 수 있다. 이는 안테나 선택 기법과 순환지연다양성 기법을 적용하면 원천노드와 릴레이 노드 사이의 채널 성능이 개선되

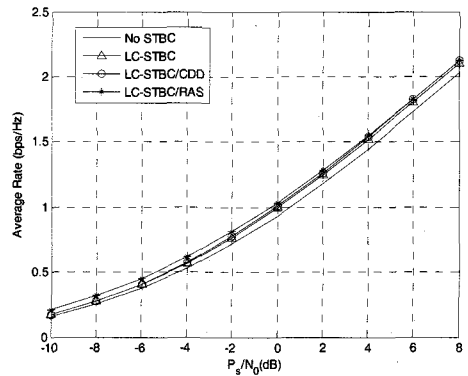


그림 2. 송신 신호대잡음비에 따른 평균 전송률

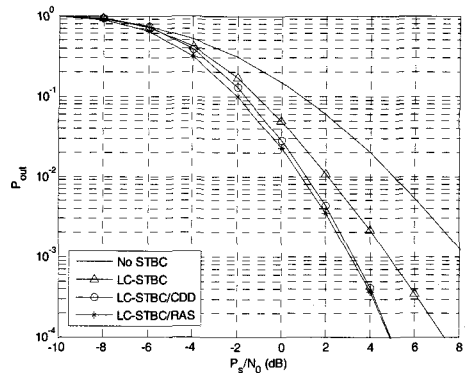


그림 3. 송신 신호대잡음비에 따른 아웃티지 확률

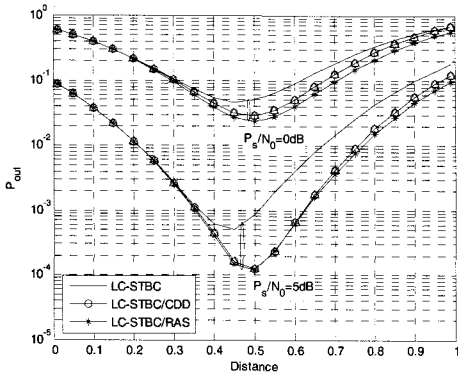


그림 4. 릴레이 노드의 위치에 따른 아웃티지 확률

기 때문이다.

그림 5는 컨볼루션 부호와 BPSK 변조 방식을 적용한 경우 부호화된 비트 오류율 성능을 릴레이 위치에 따라 보인 것이다. 송신 신호대잡음비는 0dB와 5dB로 각각 설정하였다. 그림 4와 견주어 보면 이론적인 성능 결과와 경향이 비슷하나 순환지연다양성 방식의 성능 저하가 큰 것을 볼 수 있다. 그 이유는 순환지연다양성 기법이 안테나 선택기법보다 실제 채널 부호 성능에 많이 의존하기 때문이다. 그러나, 이론적인 성능과 실제 시스템 성능 모두 안테나 선택 기법과 순환지연다양성 기법을 추가적으로 적용하면 성능을 개선할 수 있음을 볼 수 있다.

본 논문에서의 성능은 WiMax 주파수 대역에서 해상 채널 모형이 공개되어 있지 않기 때문에 이동 통신에 많이 사용하는 ITU-R 채널 모형 가운데 해상 환경에 좀 더 가까운 주파수 선택성이 낮은 채널을 사용하였다. 사용한 ITU-R Ped A 채널은 구분 가능한 다중 경로 수가 4인 경우로 이보다 다중 경로 수가 적거나 많은 채널은 기존의 페이딩 채널에서 다양성 차수

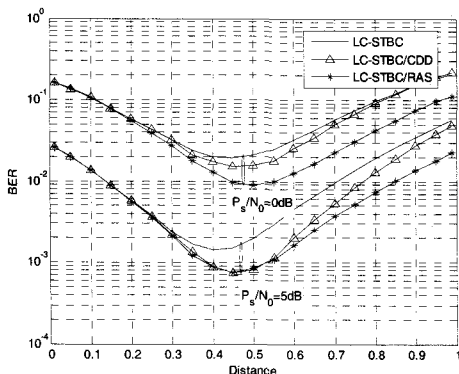


그림 5. 컨볼루션 코딩 적용 시, BPSK에서 릴레이 노드의 위치에 따른 비트오류율 성능

에 따른 성능으로부터 그 경향을 예측할 수 있다. 보기로 다중 경로 수가 6인 ITU-R Veh A 채널에서는 고려한 모든 방식의 성능이 전반적으로 향상되면서 안테나 선택 기법이나 순환지연다양성 기법에 의한 성능 향상 이득은 줄어들 것임을 예상할 수 있다. 한편, 다중 경로 수가 줄어들 경우 이에 반대로 안테나 선택 기법이나 순환지연다양성 기법에 의한 성능 향상 이득이 커질 것임을 예상할 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 직교 주파수분할 다중화 시스템을 위한 낮은 복잡도의 릴레이 전송 기법을 제안한다. 먼저 기존의 IFFT와 FFT 없이 시간영역의 동작만으로 직교 주파수분할 다중화 신호의 시공간 부호화를 가능하게 하는 릴레이 전송 기법을 현존하는 상용 시스템에도 적용 가능하도록 하고 수정하고, 추가적으로 안테나 선택기법과 순환지연다양성 기법을 적용하였다. 이 때 제안한 방식의 성능은 이론적으로 얻을 수 있는 평균 전송률과 아웃티지 확률, 그리고 시스템 구현에 따른 모의실험으로 성능 이득을 확인할 수 있었다. 따라서, 제안한 기법은 해상 통신을 포함한 직교 주파수분할 다중화 시스템을 적용하는 무선 통신 시스템에서 서비스 영역을 넓히는 데 적용할 수 있을 것으로 기대된다. 향후 제안 기법을 해상 통신으로 확장 적용하기 위해서 실제 해상 통신 채널 모형과 개발 시스템 파라미터로 성능을 고찰할 계획이다.

## 참고 문헌

- [1] EUREKA project E!3194 FORCE8 (<http://www.eurekanetwork.org>).
- [2] Mobile WiMAX: BATS ship to ship wireless broadband communications tracking system
- [3] R. Schoenen, W. Zirwas, and B. H. Walke, "Capacity and coverage analysis of a 3GPP-LTE multihop deployment scenario," Proc. IEEE Int'l Conf. Commun., pp. 31-36, Beijing, China, May. 2009.
- [4] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, and G. Mao, "Relay technologies for WiMAX and LTE-Advanced mobile systems," IEEE Trans. Commun., Mag., vol. 47, no. 10, pp. 100-105, Oct. 2009.
- [5] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity, part I: system

description," IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 1927-1938, Nov. 2003.

[6] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," IEEE Trans. Inf. Theory., vol. 49, pp. 2415-2425, Oct. 2003.

[7] I. Hammerstrom and A. Wittneben, "Power allocation schemes for amplify-and-forward MIMO-OFDM relay links," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 8, pp. 1536 - 1276, Aug. 2007.

[8] M. S. Baek and H. K. Song, "Cooperative diversity technique for MIMO-OFDM uplink in wireless interactive broadcasting," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 54, no. 4, pp. 1627-1634, Nov. 2008.

[9] H. Mheidat, M. Uysal, and N. Al-Dhahir, "Equalization techniques for distributed space-time block codes with amplify-and-forward relaying," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 55, pp. 1839-1852, May 2007.

[10] M. Herdin, "A chunk based OFDM amplify-and-forward relaying scheme for 4G mobile radio systems," in Proc. IEEE ICC 2006, pp. 4507-4512.

[11] B. Can, H. Yomo, and E. De Carvalho, "Hybrid forwarding scheme for cooperative relaying in OFDM based networks," in Proc. IEEE ICC 2006, pp. 4520-4525.

[12] Z. Li, X. G. Xia, and B. Li, "Achieving full diversity and fast ML decoding via simple analog network coding for asynchronous two-way relay networks," IEEE Trans. Commun., vol. 57, no. 12, pp. 3672 - 3681, Dec. 2009.

[13] 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.

[14] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456 - 1467, Jul. 1999.

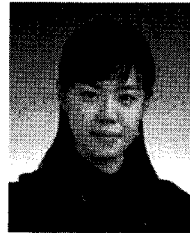
[15] J. G. Proakis and D. G Manolakis, Digital

Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications, 3rd edition). Prentice-Hall, 1996.

[16] Ting Du, Bing Hui, and KyungHi Chang, "Block coding techniques with cyclic delay diversity for OFDM systems," KICS Journal, vol. 33, No. 9, pp. 867-873, Sep. 2008.

이 지 혜 (Ji Hye Lee)

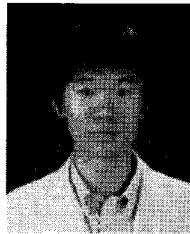
준회원



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사  
 2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사  
 2011년 2월~현재 삼성탈레스 <관심분야> OFDM, 증폭 후 전송기반 릴레이 시스템

박 재 철 (Jae Cheol Park)

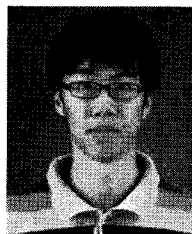
정회원



2009년 2월 경희대학교 전자공학과 공학사  
 2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사  
 2011년 2월~현재 한국전자통신연구원 <관심분야> 이동/무선 통신, 통신 이론

왕 진 수 (Jin Soo Wang)

정회원



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사  
 2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사  
 2011년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 박사과정 <관심분야> MIMO-OFDM, 부호화 협력, 이동통신, Superposition 부호화 협력



이 성 로 (Seong Ro Lee)

정회원



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 학사  
1990년 2월 한국과학기술원 전 기및전자공학과 석사  
1996년 8월 한국과학기술원 전 기및전자공학과 박사  
2005년 3월~현재 목포대학교

공과대학 정보전자공학과 교수

<관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레메틱스응용분야, 임베디드시스템, 생체인식시스템

김 윤 희 (Yun Hee Kim)

종신회원



1995년 2월 한국과학기술원 전 기및전자공학과 공학사  
1997년 2월 한국과학기술원 전 기및전자공학과 공학석사  
2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원  
2000년 8월 한국과학기술원 전

자전산학과 박사

2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원

2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수, 부교수

2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원

<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호처리, 부호이론