

OFDM 기반 다중 증폭 후 전달 릴레이 시스템에서 낮은 복잡도를 가지는 부반송파 페어링 기법

정희원 전 은 성*, 양 장 훈*, 종신회원 김 동 구*

A Low Complexity Subcarrier Pairing Scheme for OFDM Based Multiple AF Relay Systems

Eun Sung Jeon*, Jang Hoon Yang* *Regular Members*,
Dong Ku Kim* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM 기반의 다중 증폭 후 전달(amplify and forward, AF) 릴레이 시스템에서 낮은 복잡도를 가지는 부반송파 페어링(pairing) 기법을 소개한다. 기지국에서 릴레이스테이션까지의 채널(첫 번째 홉)과 릴레이 스테이션에서 이동국까지의 채널(두 번째 홉)은 서로 독립적이라고 가정한다. 이 가정 하에서 첫 번째 홉에서 특정 부 반송파로 전송된 신호는 시스템 용량 증가를 위해 두 번째 홉에서는 다른 부반송파로 전송될 수 있다. 본 논문에서는 이러한 기법을 부반송파 페어링 기법이라고 언급한다. 기존의 페어링 기법은 시스템 용량을 최대화 하는 최적의 페어링을 찾기 위해 가능한 모든 페어링을 무차별적으로 대입하였다 (brute force 탐색 기법). 이러한 기법은 최적(optimal)의 페어링은 찾을 수 있으나, 복잡도가 부반송파 개수의 지수 승으로 증가한다. 본 논문에서는 첫 번째 홉과 두 번째 홉을 채널 이득을 이용하여 후보 페어링을 구한 후, 후보 페어링의 이동국 수신 SNR(signal to noise ratio)의 값을 이용하여 최종 페어링을 구하는 부 최적 (sub-optimal) 페어링 기법을 소개한다. 실험 결과 제안한 페어링 기법은 복잡도가 부반송파 개수의 선형적으로 증가하고, brute force 기법과 근사한 시스템 용량을 가짐을 확인하였다.

Key Words : OFDM 시스템, 증폭 후 전달 릴레이, 부반송파 페어링

ABSTRACT

We consider an OFDM based multiple AF relaying systems. Since the channel between first hop (source station-relay station) and second hop (relay station -destination station) varies independently, the subcarrier in the first hop can be paired to another subcarrier in the second hop for the increase of the system capacity. The conventional pairing which uses the brute force searching requires large complexity while giving optimal pairing for maximum system capacity. In this paper, we present sub-optimal subcarrier pairing scheme with low complexity. Every RS firstly pairs the subcarrier with the highest channel gain in the first hop to the subcarrier with highest channel gain in the second hop. The pair with the highest SNR among all the pairs is determined as final selected pair and the corresponding subcarriers are not selected at other RSs in the next pairing iteration. This process is repeated until all the subcarriers are paired. Simulation results show the proposed pairing scheme achieves near optimal performance with low complexity.

※ 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행한 연구임(No.R01-2008-000-10687-0)

* 연세대학교 전기 전자 공학과(youngmil2@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-09-412, 접수일자 : 2008년 9월 22일, 최종논문접수일자 : 2008년 11월 20일

I. 서 론

이동 통신망에서 릴레이 시스템을 도입함으로써 커버리지(coverage) 성능 확보, 시스템 용량 증대 그리고 통신에 필요한 거리를 단축함으로써 단말의 전력 소모 감소 등을 추구할 수 있다^{[1][2]}. 릴레이 시스템은 동작 방식에 따라 릴레이 스테이션에서 수신 신호를 복호화 하지 않고 신호의 전력만 증폭하여 다시 수신국(destination)으로 전송하는 증폭 후 전달 릴레이 방식과 수신 신호를 복호화 하고 다시 변조하는 복호 후 전달 (decode and forward, DF) 방식으로 구분할 수 있다^[3]. OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 하나의 정보를 여러 개의 부반송파로 분할하고, 분할된 반송파의 간격을 최소화 하기 위해 직교성을 부과하여 다중 전송하는 방법으로서 긴 심볼 길이와 보호구간(guard interval)를 이용하여 다중 경로로 인한 심볼 간 간섭을 (inter symbol interference, ISI)에 강인하여 최근 고속 무선 데이터 전송을 위한 효율적인 기술로 채택되고 있다. 본 논문에서는 송신국과 수신국 그리고 릴레이 스테이션이 OFDM 변복조를 이용하며 다수의 증폭 후 전달 릴레이가 있는 시스템을 고려한다.

부반송파 페어링 기법은 첫 번째 홉(송신국과 릴레이 스테이션까지의 경로)의 채널과 두 번째 홉(릴레이 스테이션에서 수신국까지의 경로)의 채널이 서로 독립적이라는 가정을 이용한다. 이러한 가정 하에서 시스템 용량을 증대시키기 위해서 첫 번째 홉에서 특정 부반송파로 전송되는 신호를 두 번째 홉에서는 다른 부반송파로 전송한다. 릴레이 스테이션이 한 개인 경우, 첫 번째 홉에서 가장 높은 채널 이득을 가지는 부반송파를 두 번째 홉에서 가장 높은 채널 이득을 가지는 부반송파로 페어링을 하고 첫 번째 홉에서 두 번째로 높은 채널 이득을 가진 부반송파를 두 번째 홉에서 두 번째로 높은 채널 이득을 가진 부반송파로 페어링을 하는 식으로 페어링을 수행할 때 시스템 용량을 최대화할 수 있음이 연구되었다^[4]. 하지만 릴레이 스테이션이 2개 이상인 경우, 릴레이 스테이션의 선택 문제와 페어링 문제가 동시에 고려되어야 한다. 다중 증폭 후 전달 릴레이 시스템에서 부반송파 페어링 기법으로 기존에 소개된 기법은 최적의 릴레이 선택과 페어링을 찾기 위해서 가능한 모든 경우를 무차별적으로 대입을 하였다 (brute forth search)^[5]. 논문에서 연산의 복잡도를 낮추기 위한 알고리즘을 제안했으나 그 복잡도는 여전히 부반송파 개수의 지수 승으로 증가한다.

본 논문에서는 다중 증폭 후 전달 릴레이 스테이션이 있는 시스템에서 낮은 복잡도를 가지면서 릴레이 스테이션 선택과 부반송파 페어링을 동시에 수행하는 부 최적 기법을 소개한다. 먼저, 각 릴레이 스테이션마다 첫 번째 홉에서의 채널 이득이 가장 높은 한 개의 부반송파와 두 번째 홉에서의 채널 이득이 가장 높은 한 개의 부반송파를 페어링 한다. 이것을 후보 페어링이라고 한다. 각 릴레이 별로 하나의 후보 페어링을 가지게 되고, 두 번째로 각 후보 페어링의 이동국 수신 SNR(signal to noise ratio)를 구한다. 후보 페어링 중에서 이동국 수신 SNR이 가장 높은 페어링을 최종 페어링으로 선택한다. 세 번째로 각 릴레이 스테이션마다 최종 페어링으로 결정이 된 부반송파를 다음 페어링 단계에서 고려하지 않기 위해 제거한다. 위의 3단계 과정을 모든 부반송파가 페어링 될 때까지 수행한다. 따라서 한 번 수행 할 때마다 최종 페어링이 하나씩 결정되고, 다음 단계에서 고려해야 할 부반송파가 한 쌍씩 줄어지게 된다. 실험 결과 제안하는 기법은 기존의 brute force 기법과 근사한 시스템 용량을 가지면서, 복잡도는 부반송파 개수의 선형적으로 증가함을 확인하였다.

논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템을 모델링 하고, III장에서는 기존의 기법과 제안하는 기법을 소개한다. IV장에서는 전산 실험 결과를 보여주고, V장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 기반 다중 증폭 후 전달 릴레이 시스템

2.1 시스템 모델

그림 1.은 하나의 송신국과 수신국 그리고 다수의 릴레이 스테이션으로 구성된 OFDM 기반 다중 증폭 후 전달 릴레이 시스템을 보여주고 있다. 릴레이 스테이션을 거치지 않고 송신국에서 수신국으로 직접

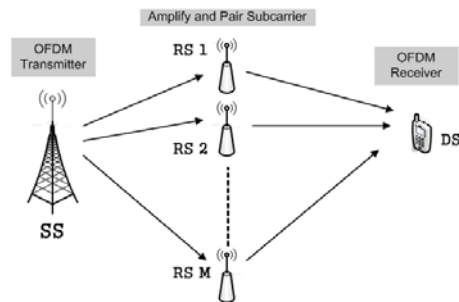


그림 1. 시스템 모델

적으로 전송되는 신호는 없다고 가정한다. 그리고 릴레이 스테이션의 전송 전력의 제한은 고려하지 않고, 첫 번째 홉의 채널과 두 번째 홉의 채널은 서로 독립적이라고 가정한다. 부반송파의 개수를 K 이라고 하고 릴레이의 개수를 M 이라고 하자. 그리고 부반송파 k 가 m 번째 릴레이로 전송되면서 겪는 채널 이득을 $h_{m,k}^{(1)}$, m 번째 릴레이가 수신국으로 전송되면서 겪는 채널 이득을 $h_{m,k}^{(2)}$ 라고 하자. m 번째 릴레이가 k 번째 부반송파를 수신할 때, 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_{m,k} = h_{m,k}^{(1)}x_k + n_{m,k}^{(1)} \quad (1)$$

여기서 x_k 는 k 번째 부반송파로 전송되는 신호이고, $n_{m,k}^{(1)}$ 는 분산이 σ_1^2 인 가우시안 잡음이다. 만약 k 번째 부반송파가 m 번째 증폭 후 전달 릴레이에서 $\mu_{m,k}$ 만큼 신호가 증폭이 된다고 하면, 수신국에서의 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z_k &= \sum_{m=1}^M h_{m,k}^{(2)}\mu_{m,k}y_{m,k} + n_k^{(2)} \\ &= \sum_{m=1}^M h_{m,k}^{(2)}\mu_{m,k}h_{m,k}^{(1)}x_{m,k} \\ &\quad + \sum_{m=1}^M h_{m,k}^{(2)}\mu_{m,k}n_{m,k}^{(1)} + n_k^{(2)} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $n_k^{(2)}$ 는 수신국에서 k 번째 부반송파가 겪는 분산이 σ_2^2 인 가우시안 잡음이다. 식(2)로부터 시스템 용량을 구하면 다음과 같다.

$$C = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + SNR_k) \quad (3)$$

여기서

$$SNR_k = \frac{\left| \sum_{m=1}^M h_{m,k}^{(2)}\mu_{m,k}h_{m,k}^{(1)}x_k \right|^2}{\left| \sum_{m=1}^M h_{m,k}^{(2)}\mu_{m,k}n_{m,k}^{(1)} + n_k^{(2)} \right|^2} \quad (4)$$

이다.

2.2 다중 증폭 후 릴레이 시스템에서 부반송파 페어링 기법

첫 번째 홉에서 k 번째 부반송파가 두 번째 홉에서 $c(k)$ 번째 부반송파와 페어링이 됨을 가정한다. 그리고 오직 $r(k)$ 번째의 릴레이 스테이션만이 k 번째 부반송파를 전달하는데 이용된다고 가정한다. 즉 $\mu_{r(k),k} = 1$ 이고, $m' \neq r(k)$ 에 대해서 $\mu_{m',k} = 0$ 이다. 위의 가정 하에서 식(4)는 다음과 같이 전개된다.

$$SNR_k = \frac{|h_{r(k),k}^{(1)}|^2 |h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 P}{|h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 \sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (5)$$

여기서 P 는 k 번째 부반송파의 송신 전력이다. 시

스템 용량을 최대화하기 위해서는 부반송파 k 에 대해서 릴레이 $r(k)$ 와 페어링 되는 부반송파 $c(k)$ 를 동시에 고려해야 한다. 즉 아래의 식(6)에서 결정되는 $\mathbf{r}^* = [r(1), r(2), \dots, r(K)]$ 와 $\mathbf{c}^* = [c(1), c(2), \dots, c(K)]$ 를 동시에 구해야 한다.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{r}^*, \mathbf{c}^* \rangle &= \arg \max_{\mathbf{r}, \mathbf{c}} \left(\sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{|h_{r(k),k}^{(1)}|^2 |h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 P}{|h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 \sigma_1^2 + \sigma_2^2} \right) \right) \end{aligned} \quad (6)$$

로그 함수는 단조 증가 함수이므로 식(6)은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{r}^*, \mathbf{c}^* \rangle &= \arg \max_{\mathbf{r}, \mathbf{c}} \left(\prod_{k=1}^K \left(1 + \frac{|h_{r(k),k}^{(1)}|^2 |h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 P}{|h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 \sigma_1^2 + \sigma_2^2} \right) \right) \\ &\equiv \arg \max_{\mathbf{r}, \mathbf{c}} \left(\prod_{k=1}^K (1 + X_{r(k),k} Y_{r(k),c(k)}) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서

$$X_{r(k),k} = |h_{r(k),k}^{(1)}|^2, \quad (8)$$

$$Y_{r(k),c(k)} = \frac{|h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 P}{|h_{r(k),c(k)}^{(2)}|^2 \sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (9)$$

이다. 본 논문에서 $X_{r(k),k}, Y_{r(k),c(k)}$ 를 각각 부반송파 k 의 첫 번째 홉 유효 채널 이득, 두 번째 유효 채널 이득이라고 언급하겠다.

III. 제안하는 부반송파 페어링 기법

3.1 릴레이 선택만 할 경우 (No Pairing)

먼저 성능 비교를 위해서 부반송파 페어링은 하지 않고 릴레이 선택만 한 경우를 살펴본다. 즉, $c(k) = k$ 인 경우이다. 따라서 식(7)은 다음과 같이 전개된다.

$$\mathbf{r}^* = \arg \max_{\mathbf{r}} \left(\prod_{k=1}^K (1 + X_{r(k),k} Y_{r(k),k}) \right) \quad (10)$$

이와 같이 페어링을 수행하지 않을 경우, 오직 릴레이의 적절한 선택에 따른 시스템 용량 증가를 얻을 수 있다. 시스템 용량을 최대화하기 위한 릴레이 선택은 다음과 같다.

$$r(k) = \arg \max_m (X_{m,k} Y_{m,k}) \text{ for } k=1, \dots, K. \quad (11)$$

즉, 특정 부반송파 k 에 대해서 식(5)에서 $c(k) = k$ 일 때, SNR_k 의 최대값을 가지는 릴레이 m 을 $r(k)$ 로 선택한다.

3.2 Bruth force 탐색 기법

시스템 용량을 최대화 시키는 최적의 부반송파 페어링과 릴레이 선택을 위해서 기존의 논문에서는 가능한 모든 페어링과 릴레이 선택을 무차별적으로 대입을 하여 구했다^[5]. 만약 기존의 페어링보다 새롭게 시도하는 페어링이 시스템 용량을 더 증가시킨다면 i 번째 부반송파와 j 번째 부반송파는 각각의 페어링 되는 부반송파 $c(i)$ 와 $c(j)$ 를 서로 바꾸어 페어링 하였다. 즉, 시스템 용량을 증가시킨다면, 기존의 두 번째 홉에서의 $c(i)$ 번째 부반송파로 페어링이 된 첫 번째 홉에서의 i 번째 부반송파는 두 번째 홉에서 $c(j)$ 의 부반송파와 페어링이 되고, 기존의 두 번째 홉에서의 $c(j)$ 번째의 부반송파와 페어링이 되었던 첫 번째 홉에서의 j 번째 부반송파는 두 번째 홉에서는 $c(i)$ 번째의 부반송파로 페어링을 수행한다. 이러한 과정을 더 이상 시스템 용량의 증가가 없을 때까지 수행한다. 알고리즘은 다음과 같다.

Algorithm 1. Bruth Force Search

Initialization :

$$c(k) = k,$$

$$r(k) = \arg \max_m (1 + X_{m,k} Y_{m,k})$$

for $k = 1, 2, \dots, K$

Searching for pairing :

while flag == 1

flag = 0

for $i=1$ to K ; $j=1$ to K ; $i \neq j$

$$p = \arg \max_m (1 + X_{m,i} Y_{m,c(j)})$$

$$q = \arg \max_m (1 + X_{m,j} Y_{m,c(i)})$$

$$\text{if } \frac{(1 + X_{p,i} Y_{p,c(j)})(1 + X_{q,j} Y_{q,c(i)})}{(1 + X_{r(i),i} Y_{r(i),c(i)})(1 + X_{r(j),j} Y_{r(j),c(j)})} > 1$$

$$k = c(i); c(i) = c(j); c(j) = k;$$

$$r(i) = p; r(j) = q$$

flag=1

end if

enf for

end while

알고리즘에서 'flag=1'은 현재 페어링보다 더 많은 시스템 용량 증가를 얻을 수 있음을 알리고 있고, 'flag=0'은 현재의 페어링이 가장 높은 시스템 용량을 가짐을 알린다. 이 기법은 최적의 페어링을 찾아 주나, 두 번 중첩 된 'for' 구문을 이용하므로 복잡도는 $O(K^2)$ 이다. 따라서 부반송파의 개수가 늘어날수록 복잡도는 지수 승으로 증가한다.

3.3 제안한 페어링 기법

Bruth force 탐색 기법은 시스템 용량을 최대화 시키는 최적의 부반송파 페어링과 릴레이 선택을 보장 하나, 부반송파의 개수의 지수 승으로 탐색의 복잡도가 증가한다. 이러한 문제를 극복하기 위해서, 부반송파 개수에 선형적으로 복잡도가 증가하면서, 시스템 용량을 근사적으로 최대화 시키는 기법을 소개한다. 알고리즘은 다음과 같이 실행된다. 먼저, 각 릴레이 스테이션 마다 첫 번째 홉에서의 유효 채널 이득(식 (8)) 이 가장 높은 한 개의 부반송파와 두 번째 홉에서의 유효 채널 이득(식 (9)) 이 가장 높은 한 개의 부반송파를 페어링 한다. 이것을 후보 페어링이라고 한다. 따라서, 각 릴레이 별로 하나의 후보 페어링을 가지게 된다. 두 번째로 각 릴레이 마다 식(5)에 따라서 후보 페어링의 이동국 수신 SNR(signal to noise ratio)를 구한다. 이 중에서 수신 SNR이 가장 높은 페어링을 가진 릴레이를 최종적인 릴레이 선택과 부반송파 페어링으로 선택한다. 세 번째로 최종적으로 페어링이 된 부 반송파를 모든 릴레이 스테이션에서 다음 페어링 에서 고려하지 않도록 제거한다. 위의 3 단계 과정을 모든 부반송파가 페어링 될 때까지 수행 한다. 따라서 한 번 수행 할 때마다 릴레이 선택과 페어링 결정이 이루어지고, 다음 단계에서 고려해야 할 부반송파가 한 쌍씩 줄어들게 된다.

Algorithm 2. Proposed

Initialization :

$$\mathbf{X}_m = \begin{bmatrix} X_{m,1} \\ X_{m,2} \\ \vdots \\ X_{m,K} \end{bmatrix}, \mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} Y_{m,1} \\ Y_{m,2} \\ \vdots \\ Y_{m,K} \end{bmatrix}, \forall m.$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_m = \text{sort} \downarrow (\mathbf{X}_m), \tilde{\mathbf{Y}}_m = \text{sort} \downarrow (\mathbf{Y}_m), \forall m.$$

Searching for pairing :

for $i = 1$ to K

$$\mathbf{Z}_m = \tilde{\mathbf{X}}_m \otimes \tilde{\mathbf{Y}}_m$$

$$m' = \arg \max_m \mathbf{Z}_m(1)$$

$$k = \text{index}(\tilde{\mathbf{X}}_{m'}(1))$$

$$v(k) = \text{index}(\tilde{\mathbf{Y}}_{m'}(1))$$

$$u(k) = m'$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_m = \text{Remove}(\tilde{\mathbf{X}}_m, k), \forall m.$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_m = \text{Remove}(\tilde{\mathbf{Y}}_m, v(k)), \forall m.$$

end for

알고리즘에서, $sort \downarrow(\mathbf{A})$ 는 벡터 \mathbf{A} 의 원소들을 내림차순으로 정렬하는 것이고, \otimes 는 Kronecker product이다. $\mathbf{A}(1)$ 는 벡터 \mathbf{A} 의 첫 번째 원소이고, $index(\mathbf{A}(1))$ 은 벡터 \mathbf{A} 의 첫 번째 원소의 부반송파 인덱스를 나타낸다. $Remove(\mathbf{A}, k)$ 은 벡터 \mathbf{A} 의 k 번째 부반송파를 가진 원소를 제거하는 함수이다. 예를 들어, $\mathbf{A}_m = [A_{m,k1}, A_{m,k2}, A_{m,k3}, A_{m,k4}]^T$ 에서, $Remove(\mathbf{A}_m, k_3) = [A_{m,k1}, A_{m,k2}, A_{m,k4}]^T$ 이다. 제안한 알고리즘은 한 번의 'for' 구문만 실행하므로, 연산의 복잡도는 $O(K)$ 이다. 표 1은 세 가지 기법의 연산의 복잡도를 비교한 것이다.

표 1. 연산의 복잡도 비교

알고리즘	복잡도
No Paring (Relay selection only)	$O(1)$
Brute Force Search	$O(K^2)$
Proposed	$O(K)$

IV. 실험 결과 및 분석

먼저, 채널 이득 $h_{m,k}^{(1)}, h_{m,k}^{(2)}$ 을 서로 독립적이며, 평균이 0 이고, 분산이 1인 복소 가우시안 채널이라고 가정한다. 성능 비교를 위해 [5]에 따라서 $w_1 = P/\sigma_1^2$, $w_2 = 1/\sigma_1^2$ 라고 한다. 그림 2와 그림 3은 w_1 과 w_2 에 따른 시스템 용량을 보여주고 있다. 그림을 통해서 부반송파 페어링을 수행할 경우, 수행하지 않았을 때보다 시스템 용량이 증가했으며, 제안한 페어링 기법은 최적의 페어링 기법 (brute-force 기법)에 비해 시스템 용량의 차이가 거의 없음을 확인할 수 있다.

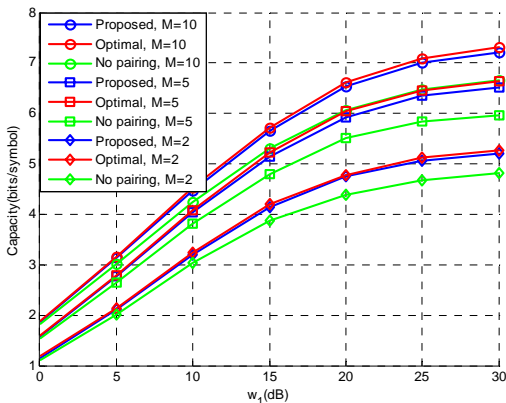


그림 2. 시스템 용량 vs. w_1

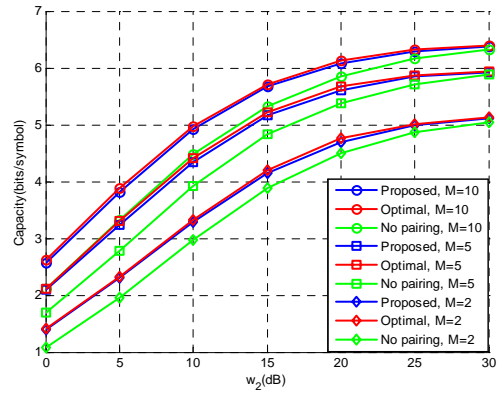


그림 3. 시스템 용량 vs. w_2

V. 결론

본 논문에서는 낮은 복잡도를 가지면서 부반송파 페어링과 릴레이 선택을 동시에 수행하는 기법을 소개하였다. 제안한 기법은 기본적으로 첫 번째 홉의 채널 이득이 높은 부반송파와 두 번째 홉의 유효 채널 이득이 높은 부반송파를 우선적으로 페어링한다. 그리고 한 번 선택된 부반송파 페어링은 다음 페어링 단계에서 제외된다. 제안한 기법은 복잡도를 $O(K)$ 를 가지나 $O(K^2)$ 의 복잡도를 가지는 최적의 페어링 기법에 비해 성능 열차가 거의 없음을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] E.C.van der Meulen, "Three terminal communications channels," *Advanced Applied Probability*, Vol.3, pp.120-153, 1971.
- [2] T.M.Cover and A.El Gama, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Transaction on Information Theory*, Vol.25, pp.572-584,1979.
- [3] J.N.Laneman,G.W.Wornell and D.N.C.Tse, "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks," *Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory(ISIT)*, pp.294, June. 2001.
- [4] M.Herdin, "A Chunk Based OFDM Amplify-and-Forward Relaying Scheme for 4G Mobile Radio Systems," *IEEE International Conference on Communications*, Vol.10, pp.4507-4512, June. 2006.

