

# OFDMA 기반 다중 홉 무선 인지 시스템을 위한 부반송파 페어링 방법

준회원 김재현\*, 정회원 신정채\*\*, 종신회원 조호신\*\*\*, 장윤선\*

## Subcarrier-Pairing Scheme for OFDMA based Multi-Hop Cognitive Radio Systems

Jae-hyun Kim\* *Associate Member*, Jungchae Shin\*\* *Regular Member*,  
Ho-Shin Cho\*\*\*, Youn-seon Jang\* *Lifelong Members*

### 요약

기존에 연구된 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반 다중 홉 전송망의 부반송파 페어링 방법들은 단순히 채널의 신호대잡음비(SNR)만을 고려한 것이므로, 2차 시스템의 사용으로 인해 1차 사용자에게 미치는 간섭량을 고려해야 하는 무선 인지 환경에는 적합하지 않다. 따라서, 본 논문은 OFDMA 기반의 다중 홉 무선 인지 시스템에서 1차 사용자에게 미치는 간섭을 제거하기 위해 전력제어를 수행할 경우, 감소된 수율을 향상시키기 위한 효과적인 부반송파 할당 방법에 관해 연구를 수행하였다. 간섭 채널 이득만을 고려한 IT(Interference channel gain) 방법과 채널 이득과 간섭 채널 이득의 비를 고려한 CI(Channel SNR over interference channel gain) 방법, 2가지의 부반송파 페어링 방법을 제안했으며, 모의실험을 통해 기존 방법과 성능 비교를 수행하였다. 무선 인지 시스템에서 간섭 임계치를 만족시키기 위해 전력 제어가 필요한 경우에는 제안한 CI 방법이 성능이 가장 우수했으며, 기존 방법보다 최대 약 10% 이상의 수율 향상을 거두는 것을 확인하였다.

**Key Words** : cognitive radio, OFDMA, subcarrier pairing, Interference temperature, multi-hop

### ABSTRACT

In OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) based multi-hop networks, the subcarrier-pairing scheme using the SNR(Signal-to-Noise Ratio) has been proposed as the best solution. But, this scheme is not optimal in cognitive radio system, because of the power control due to the interference to the primary user. In this paper, we propose two subcarrier-pairing schemes for OFDMA based 2-hop cognitive radio systems. One is the IT(Interference channel gain) scheme considering only the interference channel gain, and the other is the CI(Channel SNR over interference channel gain) scheme considering the ratio of channel SNR to interference channel gain. The results show that the CI scheme has the best performance in which throughput is improved more than 10% in comparison with other schemes.

### 1. 서론

무선 인지(Cognitive Radio) 기술은 SDR(Software

Defined Radio) 기술을 기반으로 스펙트럼 환경을 시·공간적으로 측정하여 사용되지 않고 있는 주파수를 감지한 후, 감지된 미사용 주파수를 다른 시스템과

※ 본 연구는 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2010-0017335).

\* 충남대학교 전자전파정보통신공학과 차세대통신시스템 연구실(jhkim09, jangys@cnu.ac.kr)

\*\* (주)한화/화약 구미사업장 개발부(jcshin@hanwha.co.kr), \*\*\* 경북대학교 전자공학부 이동통신 연구실(hscho@ee.knu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-12-592, 접수일자 : 2010년 12월 20일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 20일.

공유하여 주파수 자원의 이용효율을 높이고자 하는 기술이다<sup>[1]</sup>. 주파수 수요의 증가와 함께 이런 무선 인지 기술이 주목 받게 되면서 많은 연구들이 현재 진행되고 있으며, 최근에는 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템을 무선 인지 시스템에 적용하기 위한 자원 할당 방법도 제안되었다<sup>[2]</sup>.

지금까지 OFDMA 기반의 다중 홉 시스템에서 수율(Throughput) 최대화를 위한 릴레이 링크(Relay Link)와 액세스 링크(Access Link)간의 부반송파 선택방법과 전력제어에 관한 연구는 활발하게 진행되었으나<sup>[3][4]</sup>, 기존의 연구는 무선 인지 시스템을 고려하지 않은 환경에서의 수율 최대화를 목적으로 하였기 때문에 단순히 채널 SNR<sup>[5]</sup>만을 고려하여 수율을 향상시켰다. 하지만 2차 시스템의 사용으로 인해 1차 사용자에게 미치는 간섭이 존재하는 무선 인지 환경에서는 부반송파 페어링 방법에 대한 연구가 아직 미비한 실정이다.

본 논문에서는 OFDMA 기반의 이중 홉 무선인지 시스템에서, 1차 사용자에게 미치는 간섭 조건을 고려하면서 2차 사용자의 수율을 최대화 하는 릴레이 링크와 액세스 링크 간의 부반송파 페어링 방법을 제시하고 기존 부반송파 페어링 방법과 성능을 비교, 분석하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 시스템 모델과 문제를 정의하고, 3장에서 제안하는 부반송파 할당 방법에 대해 설명한다. 4장에서 모의실험 결과에 대해 논의한 후, 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델 및 문제 정의

본 논문에서 고려한 무선 인지 시스템은 그림 1처럼 1차 시스템과 2차 시스템이 공존하는 환경이며, 2차 시스템은 하나의 기지국(S)과 하나의 릴레이(R), 여러 개의 목적노드(D<sub>i</sub>, i=1...K)로 구성되어 있다. 기지국은 목적노드까지의 통신을 위하여 릴레이를 경유한다. 총 대역폭(B)은 N개의 독립적인 부채널로 나누어 시스템에 사용된다.

목적노드는 기지국의 전송 범위 밖에 있으며, 릴레이를 통해서만 기지국과의 통신이 가능하다고 가정한다. 각 링크의 홉 구분은 TDD(Time-division- duplex) 방식을 사용하며, 릴레이는 디코딩 후 전달(Decode-and-forward) 방식이며, half-duplexing 으로 동작한다고 가정한다. 기지국에서 목적노드까지는 홉 당 별개의 타임 슬롯을 사용하며, 각각의 타임 슬롯의 길이는 T로써 동일하다.

그림 1의 무선 인지 시스템 모델에서, 릴레이 링크

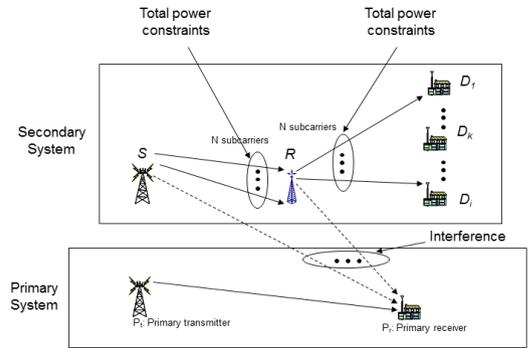


그림 1. 무선 인지 시스템 모델.  
Fig. 1. Cognitive Radio System model.

(S→R) 와 액세스 링크(R→D<sub>i</sub>)에서 각각 m, n번째 부반송파 사용 시 복소 채널 이득을  $h_{SR}(m), h_{RD_i}(n)$ , 쉐도잉 이득과 사용 전력을 각각  $10^{0.1\zeta_{SR}(m)}, 10^{0.1\zeta_{RD_i}(n)}, P_{SR}(m), P_{RD_i}(n)$ 로 나타낸다. 2차 시스템의 기지국과 릴레이에서 가용한 총 전력(Total Power)을  $P_T$  라고 할 때 릴레이 링크와 액세스 링크에서 모든 부반송파에 대해 사용한 전력의 합은  $P_T$  이하이어야 한다. S→R 사이의 거리와 R→D<sub>i</sub> 사이의 거리를 각각  $d_{SR}, d_{RD_i}$ 로 나타낸다.  $\alpha$ 는 경로 손실 지수를 의미하고,  $N_0$ 는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)의 전력 밀도를 나타낸다. 릴레이 링크에서 m번째 부반송파를 사용했을 때 채널 SNR(Signal to Noise Ratio)과 액세스 링크에서 n번째 부반송파를 사용했을 때 채널 SNR을 각각 식(1), (2)와 같이 나타낸다.

$$\gamma_{SR}(m) = \frac{|h_{SR}(m)|^2 10^{0.1\zeta_{SR}(m)} N}{N_0 B d_{SR}^\alpha} \quad (1)$$

$$\gamma_{RD_i}(n) = \frac{|h_{RD_i}(n)|^2 10^{0.1\zeta_{RD_i}(n)} N}{N_0 B d_{RD_i}^\alpha} \quad (2)$$

이 때 각 링크의 채널 용량은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{SR}(m) = \log_2(1 + \gamma_{SR}(m) P_{SR}(m)) \quad (3)$$

$$C_{RD_i}(n) = \log_2(1 + \gamma_{RD_i}(n) P_{RD_i}(n)) \quad (4)$$

기지국에서 목적 노드 i 까지의 데이터 전송을 위해 릴레이 링크에서 와 액세스 링크에서 사용될 부반송파 조합은  $(m, n)_i$  로 나타낸다. 여기서 m은 릴레이 링크에서 선택된 부반송파를 나타내며, n은 릴레이 링크

에서 사용될 부반송파를 나타낸다. 목적노드  $D_i$ 가 2개의 타임 슬롯 동안 받을 수 있는 실질적인 채널 용량 (Effective capacity)은 두 링크의 최소값이므로 다음과 같이 표현된다.

$$C_{D_i}(m, n) = \frac{1}{2} \min\{C_{SR}(m), C_{RD_i}(n)\} \quad (5)$$

2차 시스템의 사용으로 인한 1차 사용자에게 미치는 간섭을 고려하지 않아도 되는 경우는, 기존의 OFDMA 기반 다중 홉 시스템처럼 채널의 SNR 값만을 고려하여 릴레이 링크와 액세스 링크에서 최고의 SNR 값을 갖는 부반송파끼리 조합을 선택하면(Channel SNR, 이하 CS 방법으로 표기) 채널 용량을 최대화할 수 있다<sup>6)</sup>. 하지만, 1차 사용자에게 미치는 2차 시스템의 간섭량이 허용 임계치 이상인 경우에는 전력 제어를 통한 간섭량 조절이 필요하므로<sup>6)</sup> 단순히 SNR 값만을 고려하여 부반송파를 페어링하는 방법으로는 시스템 수율을 최대화시킬 수 없다. 그러므로, 무선 인지 시스템에 적합한 새로운 부반송파 페어링 방법이 요구된다.

### III. 제안하는 자원할당 방식

이 장에서는 간섭 채널 이득을 고려한 2가지 부반송파 페어링 방법을 설명한다. 먼저, 1차 시스템의 수신기는 2차 시스템이 각 부반송파에 대해 사용한 전력  $P_{SR}(m)$  와  $P_{RD_i}(n)$ 로부터 간섭을 받는다. 사용된 전력은 채널 이득과 쉐도잉 이득, 경로 손실을 각각 곱하므로  $S \rightarrow P_r$  에서 겪는 간섭량은 채널 이득  $|h_{SP_r}(m)|^2$  와 쉐도잉 이득  $10^{0.1\zeta_{SP_r}(m)}$  그리고 경로 손실  $d_{SP_r}^{-\alpha}$  을 통해 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma_{SP_r}(m) = \frac{|h_{SP_r}(m)|^2 10^{0.1\zeta_{SP_r}(m)}}{d_{SP_r}^{-\alpha}} \quad (6)$$

동일한 방법으로  $R \rightarrow P_r$  에서 겪는 방법은 다음과 같이 주어지게 된다.

$$\gamma_{RP_r}(n) = \frac{|h_{RP_r}(n)|^2 10^{0.1\zeta_{RP_r}(n)}}{d_{RP_r}^{-\alpha}} \quad (7)$$

이때, 2차 시스템이 1차 시스템의 사용자에게 끼치는 간섭량은 다음과 같이 정의한다.

$$\chi = \sum_{m=1}^N \gamma_{SP_r}(m)P_{SR}(m) + \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^K \gamma_{RP_r}(n)P_{RD_i}(n) \quad (8)$$

첫 번째 제안하는 방법은 간섭 채널 이득만을 고려하여 조합하는 방법(Interference channel gain, 이하 IT 방법으로 표기)이다. 먼저 액세스 링크에서의 사용자 선택은 Max C/I 방식을 사용한다<sup>5,7)</sup>. 그 후 그림 2와 같이 각 링크의 부반송파를 간섭 채널 이득이 낮은 순으로 내림차순 정렬을 한다. 간섭 채널 이득이 낮은 순으로 정렬한 후 페어링 과정을 통해 얻은 채널 SNR은 부반송파 조합 (2,1), (1,3), (4,2), (3,4) 로부터 2, 6, 4, 8의 채널 SNR을 얻게 된다.

이는 기존 CS 방법을 사용해서 채널 SNR의 내림차순으로 결정된 조합에서 얻은 채널 SNR 9, 7, 6, 2 보다 낮은 값이다. 본 방식은 같은 양의 전력을 사용하더라도 1차 시스템으로의 간섭을 낮출 수 있는 장점이 있다. 하지만 채널 SNR을 고려하지 않았기 때문에 2차 시스템의 수율 향상에는 효과적이지 못하다. 따라서 간섭 채널 이득뿐만 아니라 채널 SNR도 동시에 고려하여 부반송파를 조합하는 두 번째 방법을 제안한다.

두 번째 방법은 그림 3과 같이 간섭 채널 이득에 대한 채널 SNR의 비로써 부반송파의 조합을 찾는 방법(Channel SNR over interference channel gain, 이하 CI 방법으로 표기)이다. 본 방법은 먼저 간섭 채널 이득에 대한 채널 SNR의 비를 구한 후 높은 값부터 차례로 내림차순 정렬을 한다. 릴레이 링크의 경우 부반송파 1, 2, 3, 4 에 대하여 각각 3.3, 1, 1.3, 1.5 의 값을 얻을 수 있다. 동일한 방법으로 액세스 링크의 경우 부반송파 1, 2, 3, 4 에 대하여 각각 3.5, 0.6, 1.2,

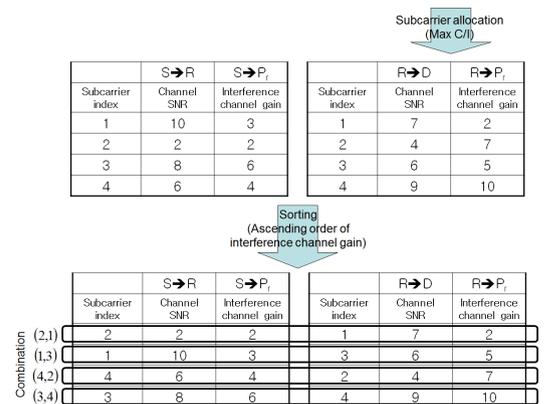


그림 2. 간섭 채널 이득을 고려한 부반송파 페어링 방법.  
Fig. 2. Subcarrier pairing by Interference channel gain.

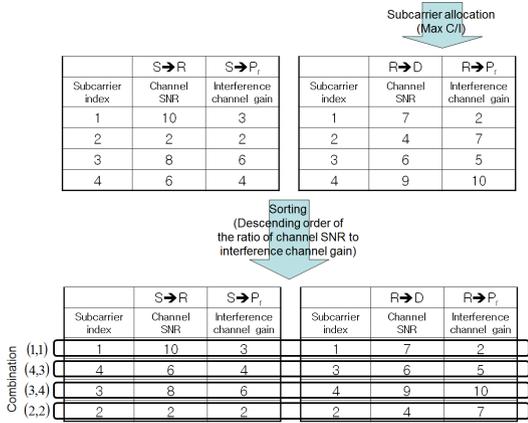


그림 3. 채널 SNR과 간섭 채널 이득의 비를 고려한 부반송파 페어링 방법.  
Fig. 3. Subcarrier pairing by Channel SNR over Interference channel gain.

0.9의 값을 얻게 된다. 얻어진 비의 값을 기준으로 부반송파를 내림차순 정렬한 값을 조합하게 되면 (1,1), (4,3), (3,4), (2,2)의 부반송파 조합을 얻을 수 있으며 채널 SNR은 7, 6, 8, 2로 조사된다. 이 방법의 채널 SNR은 채널 SNR만을 고려한(CS) 방법보다는 낮은 값이지만, 간섭 채널 이득만을 고려한(IT) 방법보다는 높은 값을 얻을 수 있다. 또한 조합된 부반송파의 간섭 채널 이득에서 1차 시스템에 영향을 덜 주고 동시에 높은 수율을 올릴 수 있는 조합이 선택되므로 간섭량으로 인해 수율이 낮아지는 무선 인지 환경에서 유리할 것이다.

#### IV. 모의실험 및 결과

이 장에서는 앞에서 제안한 부반송파 페어링 방법들에 대해 기존 방법과 성능을 비교, 분석하여, 1차 사용자에게 미치는 간섭량을 고려해야 할 상황에서 수율을 향상시킬 수 있는 최적의 부반송파 페어링 방법을 제시하고자 한다.

##### 4.1 모의실험 환경

2차 시스템의 기지국과 릴레이 사이의 거리를  $d_1$ , 릴레이와 단말 사이의 거리를  $d_2$ 라고 한다. 이때  $d_1$ 과  $d_2$ 의 합은  $d_T$ 로 일정하다. 2차 시스템의 기지국과 릴레이의 위치를 좌표 (0,0)과 ( $d_1, 0$ )으로 그림 4와 같이 둔다. 각 단말과 릴레이 사이의 거리 영향보다 기지국과 릴레이 사이 거리 영향을 주로 살펴보기 위해 단말은 릴레이를 중심으로 반지름이  $d_2$ 이고 중심각의 크기

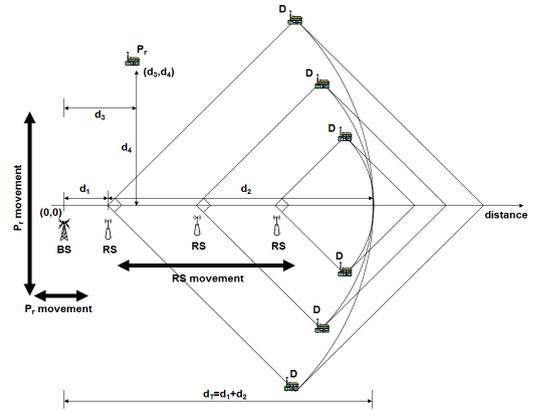


그림 4. 모의실험에서 사용된 노드 배치.  
Fig. 4. Node placement in computer simulation.

가  $\pi/2$ 인 부채꼴의 호에 균일 분포로 발생한다.

1차 시스템의 수신기는 기지국과의 수평거리  $d_3$ , 수직거리  $d_4$ 에 발생시키며 시스템 파라미터는 표 1과 같이 주어진다. 그리고 성능평가 지수는 1개 프레임 동안 단말들이 수신한 비트 수의 합으로 정의하며 이를 수율(Throughput)이라 한다. 2차 사용자의 수  $K$ 는 50으로 가정하였다. 무선 채널 모델은 ITU-R의 pedestrian-A 모델을 사용하였다<sup>8)</sup>.

표 1. 실험에 사용된 파라미터.  
Table 1. Parameters using by computer simulation.

항 목	값
주파수 대역(B)	5 MHz
부반송파 개수(N)	256
2차 사용자 수(K)	50
경로 손실 지수( $\alpha$ )	4.5
허용 간섭 임계치(IT)	-79.58 dBm
총 전송 전력(PT)	200 mW
잡음 전력 밀도(N0)	-120 dBm/Hz
쇄도잉 이득 표준편차 ( $\sigma$ )	3 dB
$d_T$	1,000 m
무선 채널 모델	ITU-R pedestrian-A

##### 4.2 모의실험 결과

먼저, 1차 사용자를 고려하지 않은 환경에서 2차 시스템의 수율을 최대화하는 부반송파 할당, 페어링, 그리고 전력 할당에 대한 방법들을 비교 분석하여 각각의 효율적인 방법에 대해 정리한다. 다음으로 1차 시스템과 2차 시스템간의 거리 감소에 따른 간섭 발생으로 인해 2차 시스템의 전송 전력 조절이 필요할

때 기존의 CS 방법과 제안한 IT, CI 방법들의 수율 변화를 비교하여 최적의 부반송과 페어링 방법을 도출한다.

4.2.1 1차 사용자를 고려하지 않은 환경에서 2차 시스템 수율 최대화.

그림 5는 1차 시스템을 고려하지 않은 환경에서 2차 시스템의 수율을 최대화시키는 부반송과 할당, 페어링, 그리고 전력 할당에 대한 각 방법들을 정리하였다. 랜덤 부반송과 할당 방법과 greedy 부반송과 할당 방법<sup>[5]</sup>, CS 방법을 사용한 부반송과 페어링을 할 때와 하지 않을 때, 동일 전력 할당 방법과 water-filling 전력 할당 방법<sup>[9]</sup>의 조합들에 대해 기지국-릴레이 간 거리의 변화에 따른 2차 사용자의 수율 변화를 보여준다.

전력 할당에 있어서 릴레이 링크와 액세스 링크의 전력을 동시에 고려하는 등가 모델<sup>[5][6]</sup>을 사용했다. 모의실험 결과 동일 전력 할당 방법은 water-filling 방법에 비해 항상 낮은 수율을 보였다. 랜덤 부반송과 할당 방법은 릴레이가 기지국과 단말의 가운데 있을 경우( $d_1=500$  m) 가장 높은 수율을 보였다. 그 이유는 릴레이 링크와 액세스 링크의 최소값으로 채널용량이 결정되므로 릴레이의 위치가 기지국 혹은 단말에 가까이 있는 경우에는 채널 용량에 손실을 입게 되기 때문이다. 반면에 greedy 부반송과 할당 방법의 부반송과 할당 시에는 릴레이가 단말보다 기지국에 가까울 경우 ( $d_1=350$  m)에서 수율의 최대값이 형성되는 것을 볼 수 있다. 이는 릴레이는 하나인데 반해 단말은 다수이므로 다중 사용자 다양성(Multi-user diversity, MUD)<sup>[5]</sup>의 이득 즉, 사용자가 증가함에 따라 수율이 증가하는 이득을 액세스 링크에서는 얻지만 릴레이 링크에서는 얻을 수 없기 때문이다. 그림 5의 결과에 나타난 것처럼, 1차 사용자를 고려하지 않은 환경에서

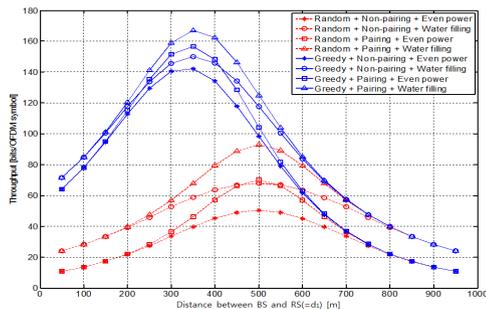


그림 5. 이중 홉 시스템에서 기지국-릴레이 간 거리에 따른 수율 변화(등가 모델 사용).  
Fig. 5. Throughput alteration via distance between base-station and relay-station in 2-hop system(using equivalent model).

2차 시스템의 수율을 최대화하기 위한 자원 할당 방법은 greedy 부반송과 할당, CS 부반송과 페어링, 등가모델을 이용한 water-filling 전력 할당을 조합한 경우이다.

4.2.2 1차 사용자를 고려한 환경에서 부반송과 페어링 방법에 따른 수율 변화.

1차 시스템의 수신기와 2차 시스템의 송신기간의 거리가 가까워짐에 따라 1차 사용자에게 미치는 간섭을 고려했을 때, 기존 CS 방법과 제안한 IT, 그리고 CI 부반송과 페어링 방법에 대한 수율을 비교 분석한다. 간섭으로 인해 2차 시스템의 전력 제어가 필요한 구간에서는 식(8)에서 정의한 2차 시스템이 1차 시스템의 사용자에게 끼치는 간섭량이 1차 시스템의 허용 간섭 임계값보다 같거나 낮아질 때까지 동일 크기로 전력을 감소시키는 방법(ES, Equal Step-size)<sup>[10]</sup>을 사용하였다. 결과 그래프에서 Non-PU와 PU는 1차 사용자를 고려하지 않은 환경과 고려한 환경을 각각 의미한다. Non-PU 환경에서는 간섭 채널 이득을 고려할 필요가 없으므로 기존의 OFDMA 기반 다중 홉 전송망의 결과처럼 채널 SNR만을 고려한 부반송과 조합인 CS 방법이 가장 좋은 수율을 보이게 된다.

그림 6은 2차 시스템의 기지국과 릴레이를 잇는 수평선과 1차 시스템의 수신기 간 거리인  $d_4$  변화에 따른 2차 시스템의 수율을 각 부반송과 페어링 방법 별로 나타내었다. 이때, 2차 시스템의 기지국과 릴레이 간 거리  $d_1=350$  m, 2차 시스템의 기지국과 1차 시스템의 수신기 간 거리  $d_3=0.5d_1=175$  m 로 고정하였다. 1차 시스템의 수신기가 2차 시스템에 가까이 올수록 간섭량 또한 커지므로 세 방법 모두 전력제어로 인해 수율이 점차 줄어드는 것을 볼 수 있다. 전력 제어가 필요하지 않은 구간에서는 CS 방법이 모든 경우에서

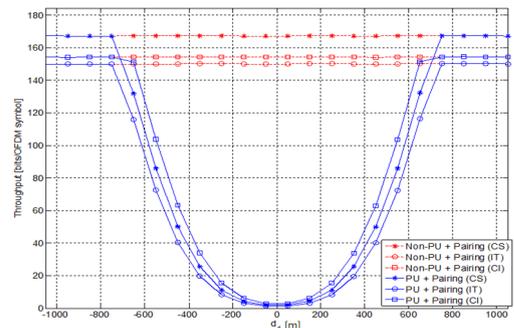


그림 6. 거리  $d_4$ 에 따른 2차 시스템의 수율 변화( $d_1=350$  m,  $d_3=0.5d_1$ ).  
Fig. 6. Throughput alteration via  $d_4$ ( $d_1=350$  m,  $d_3=0.5d_1$ ).

가장 우수했으나 간섭량 초과로 전력 감소가 필요한 구간에서는 많은 수율 감소가 일어났다. 간섭량 감소에 초점을 둔 IT방법은 모든 구간에서 가장 낮은 수율을 보여 수율 향상에는 효과적이지 못했다. 전력 조절이 필요한 구간에서는 CI 방법이 가장 우수한 수율을 보였다. CI 방법은 CS 방법과 비교했을 때,  $d_3=0.5d_1$ ,  $d_4=550$  m의 조건에서 약 6.4%의 수율 상승효과가 있었고,  $d_3=1.5d_1$ 이고  $d_4=550$  m인 경우에는 약 11.3%의 수율 상승이 있었다. 물론 이를 위해 실제 사용한 전력은 CI 방식이 다른 방식에 비해 많았으나 수율을 상승시키는 동시에 간섭량을 줄일 수 있었으므로 매우 효율적이라 할 수 있다.

그림 7은  $d_1=350$  m,  $d_4=300$  m로 고정된 상태에서  $d_3$ 의 거리에 따른 2차 시스템의 수율을 각 부반송과 페어링 방법 별로 보여준다. 간섭 조건으로 인해 이중 홉 시스템의 수율은 1차 시스템의 수신기가 2차 시스템의 기지국 혹은 릴레이에 가까이 있을 때 매우 낮았다. 특히,  $d_3=d_2$ 에서 최소의 수율을 보였으며 그 이유는 수율 향상을 위해 액세스 링크( $R \rightarrow D_i$ )에 할당된 높은 전력이 간섭량에 있어서도 역시 많은 영향을 주었기 때문이다.

$0 < d_3 < d_2$ 에서 수율이 약간 오르다가 떨어지는 변화를 보인다. 이는 전송 신호의 수신세기는 거리의  $\alpha$ 승에 반비례하므로  $d_3=0$  혹은  $d_3=d_2$ 인 경우 1차 시스템의 수신기가 수신하는 간섭량이  $0 < d_3 < d_2$ 인 경우보다 크기 때문이다. 각 부반송 페어링 방법 간에는 CI 방식이 간섭량 조절이 필요한 대부분의 경우에서 가장 우수했으며 특히 2차 시스템의 기지국 오른쪽인 구간에서 보다 높은 수율 향상을 보였는데, 그 이유 역시  $R \rightarrow D_i$ 에 사용된 높은 전력으로 인해 많은 간섭을 야기하기 때문이며 이러한 환경에서 제안한 방식이 더 효과적으로 사용되기 때문이다.

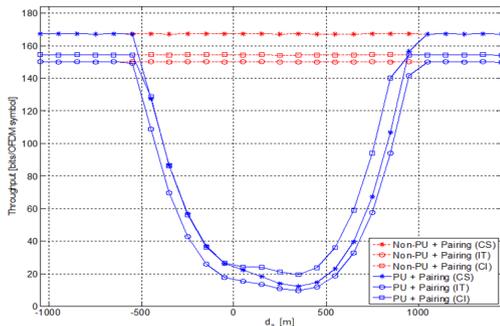


그림 7. 거리  $d_3$ 에 따른 2차 시스템의 수율 변화( $d_1=350$  m,  $d_4=300$  m).  
Fig. 7. Throughput alteration via  $d_3$ ( $d_1=350$  m,  $d_4=300$  m).

제한한 CI 방법이 CS 방법에 비해 얻는 최대 수율 이득은  $d_4=300$  m,  $d_3=850$  m의 경우 약 11.9%의 이득을 보였다.  $d_4=100$  m,  $d_3=950$  m 조건에서 약 10.4%의 이득,  $d_4=500$  m,  $d_3=800$  m에서 약 11.6%의 이득을 관찰할 수 있었다.

4.2.3 모의실험 환경에 따른 성능 비교.

그림 8은 모의실험 환경에서 무선 채널 모델을 ITU-R Vehicular-A 모델을 사용하여 제한한 방식의 성능 분석을 보여준다. 이전 모의실험에서 사용하였던 ITU-R pedestrian-A 모델의 결과와 같이 1차 시스템의 간섭 영향을 고려해야하는 상황에서는 제안한 CI 방식이 가장 뛰어난 성능을 보였다. 동일한 조건하에서 pedestrian-A 모델을 사용하여 모의 실험한 결과는 그림 9에서 보여주고 있다. 그림 8과 그림 9를 비교하여 보면 제안한 CI 방식의 경우 pedestrian-A 모델의 경우가 vehicular-A 모델에서보다 좋은 성능을 보이지만, 전체적인 성능의 경향은 유사한 형태를 보이고 있다.

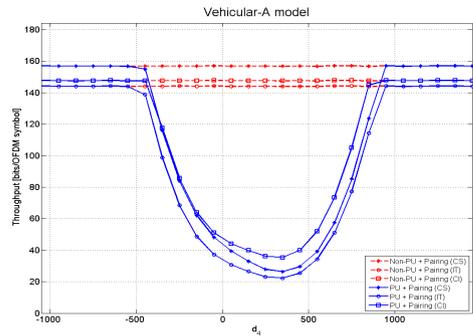


그림 8. Vehicular-A model에서 거리  $d_4$ 에 따른 2차 시스템의 수율 변화( $d_1=350$  m,  $d_3=400$  m).  
Fig. 8. Throughput alteration via  $d_4$  in Vehicular-A model ( $d_1=350$  m,  $d_3=400$  m).

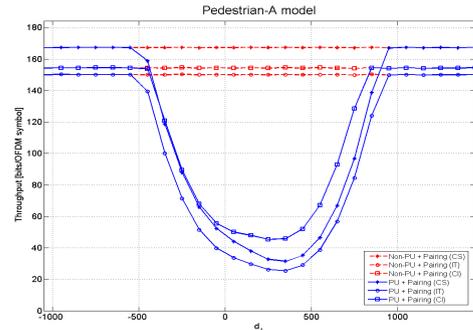


그림 9. Pedestrian-A model에서 거리  $d_4$ 에 따른 2차 시스템의 수율 변화( $d_1=350$  m,  $d_3=400$  m).  
Fig. 9. Throughput alteration via  $d_4$  in Pedestrian-A model ( $d_1=350$  m,  $d_3=400$  m).

## V. 결 론

본 논문은 OFDMA 기반의 이중 홉 무선 인지 시스템에서 1차 시스템에 미치는 간섭을 고려했을 때 2차 시스템의 수율 최대화를 위한 하향 링크 부반송파 페어링 방법에 대해 연구하였다. 1차 시스템에 미치는 간섭량을 고려하여 간섭 이득만을 고려한 IT 방법과 채널 이득과 간섭 채널 이득의 비를 고려한 CI 방법을 제안하였고, 모의실험을 통해 성능을 분석하였다. 기존 OFDMA 다중 홉 전송망에 최적인 CS 방법과 비교한 경우, 무선 인지 시스템에서 간섭 임계치를 만족시키기 위해 전력 제어가 필요한 경우에는 제안한 CI 방법이 성능이 가장 좋았으며, CS 방법보다 최대 약 10% 이상의 수율 향상을 거두는 것을 확인하였다. 주파수 부족 현상을 해결하기 위해 통신 시스템 간의 공존에 대한 패러다임을 제시한 무선 인지 시스템에서 향후 다중 홉 전송 방식의 도입은 불가피할 것으로 보인다. 본 논문에서 살펴본 무선 자원 관리 방안과 그에 따른 실험 결과들은 시스템 운용 시 효율적인 자원 할당 방식을 제시함으로써 무선 인지 시스템의 확산에 기여할 것이다.

## 참 고 문 헌

[1] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol.23, No.2, pp.201-220, Feb. 2005.

[2] G. Bansal, Md. J. Hossain and V. K. Bhargava, "Adaptive Power Loading for OFDM-based Cognitive Radio Systems," in *Proc. of IEEE ICC 2007*, pp.5137-5142, June 2007.

[3] W. Wang, S. Yan, S. Yang, "Optimally Joint Subcarrier Matching and Power Allocation in OFDM Multihop System," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Vol.2008, pp. 1-8, Jan. 2008.

[4] J. Shi, Z.-Y. Zhang, P.-L. Qiu, G.-D. Yu, "Subcarrier and Power Allocation for OFDMA based Regenerative Multi-hop Links," in *Proc. IEEE WiCom 2005*, Vol.1, pp.207-210, Sept. 2005.

[5] K. Kim, H. Kim, and Y. Han, "Subcarrier and Power Allocation in OFDMA Systems," in *Proc. IEEE VTC2004-Fall*, Vol.2, pp.1058-1062,

Sept. 2004.

[6] N. Zhou, X.Zhu, Y.Huang, and H.Lin, "Adaptive Resource Allocation for Multi-Destination Relay Systems based on OFDM Modulation," in *Proc. IEEE ICC 2009*, pp.1-5, June 2009.

[7] J. Jang and K. B. Lee, "Transmit Power Adaptation for Multi-user OFDM Systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, Vol.21, No.2, pp.171-178, Feb. 2003.

[8] ITU-R M.1255, *GUIDELINES FOR EVALUATION OF RADIO TRANSMISSION TECHNOLOGIES FOR IMT-2000*, 1997.

[9] Wei Yu, W.J. Rhee, S. Boyd, J.M. Cioffi, "Iterative Water-filling for Gaussian Vector Multiple Access Channels," *IEEE Trans. On Infor. Theory.*, Vol.50, No.1, pp.145-152, Jan.2004..

[10] 신정채, 김재현, 장윤선, "Efficient Power Control for 2-hop OFDMA based Cognitive Radio Systems," *2010년도 하계종합학술발표회 논문 초록집*, Vol.42, p. 248, June 2010.

김 재 현 (Jae-hyun Kim)

준회원



2009년 2월 충남대학교 전자전  
파정보통신공학과 공학사  
2009년 8월~현재 충남대학교  
전자전자정보통신공학과 석  
사과정  
<관심분야> Cognitive Radio,  
LTE, Spectrum management.

신 정 채 (Jungchae Shin)

정회원



2002년 8월 경북대학교 전자전기공학부 공학사  
2004년 8월 경북대학교 대학원 정보통신학과 공학석사  
2010년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 공학박사  
2010년 7월~현재 (주)한화/화

약 구미사업장 개발부 선임연구원

<관심분야> 무선인지 기술, 멀티홉 릴레이, Mobile WiMAX, 수중통신.

장 윤 선 (Youn-seon Jang)

종신회원



1992년 2월 경북대학교 전자공학과 공학사  
1994년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사  
1999년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사  
1999년 3월~2006년 2월 한국

전자통신연구원 선임연구원

2006년 3월~현재 충남대학교 전자공학과 조교수

2010년 1월~2011년 1월 미국 커네티컷 대학 방문교수

<관심분야> 광통신 전송시스템, 무선인지 기술, 수중통신망

조 호 신 (Ho-Shin Cho)

종신회원



1992년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사  
1994년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사  
1999년 3월~2001년 2월 한국

전자통신연구원 선임연구원

2001년 3월~2003년 2월 한국항공대학교 전자정보통신컴퓨터공학부 전임강사

2003년 3월~현재 경북대학교 IT대학 부교수

2010년 1월~2011년 1월 미국 커네티컷 대학 방문교수

<관심분야> 이동통신시스템, 무선자원관리, 트래픽 제어, 수중음향센서네트워크