DBpia

하향링크 다중 중계기 직교 주파수 분할 다중 시스템을 위한 송신 전력 및 부반송파 할당 기법

정회원 제 희 원*, 김 익 현**, 종신회원 이 광 복***

Transmit Power and Subcarrier Allocation Schemes for Downlink OFDM Systems with Multiple Relays

Hui Won Je*, Ik Hyun Kim** *Regular Members*, Kwang Bok Lee*** *Lifelong Member*

요 약

무선 중계기 기술은 기지국과 음영 지역 사용자와의 통신을 가능케 함으로써 안정적인 신호 전송을 가능케 하고 셀 영역을 넓힐 수 있어 차세대 무선통신 핵심 기술로 주목받고 있다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 복수개의 복조 후 전달 (DF) 중계기를 사용할 때, 고정된 비트당 오율 (BER) 및 전력 합 조건을 만족하면서 데이터 전송률을 높일 수 있는 송신 전력 및 부반송파 할당 기법들을 제안한다. 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안하는 기법들의 평균 전송률을 비교 평가하였다. 최적의 성능을 갖는 exhaustive 기법에 비교하였을 때, 제안하는 기법은 달성 가능한 평균 전송률 값의 차이가 거의 없으면서도 계산 복잡도는 크게 줄일 수 있음을 확인하였다.

Key Words : Relay; OFDM; power allocation; subcarrier allocation; Hungarian algorithm

ABSTRACT

Wireless relay attracts great attention as a core technology of next generation wireless communication systems since it enables reliable communications and extends cell coverage by supporting shadowed users. In this paper, we propose transmit power and subcarrier allocation scheme for downlink OFDM systems with multiple decode and forward (DF) relays to increase data rate with fixed bit error rate (BER) and sum power constraint. In simulation results, average data rate based on the proposed schemes are evaluated and compared to that of the other schemes. It is also shown that the performance loss of the proposed scheme is negligible compared to the optimal scheme, while its computational complexity is reduced considerably.

Ⅰ. 서 론

직교 주파수 분할 다중 (OFDM) 기법은 광대역 주파수 대역에서의 효율적인 무선 전송 방식으로 큰 주목을 받아왔고, WiMax, LTE와 같은 차세대 무선 통신 시스템의 다중 접속 방식으로 채택되기에 이르렀다. 이 기술은 넓은 주파수 영역을 많은 수의 부반송파로 나누고 이 부반송파들을 통해 복수개의 데이터 스트림들을 보다 긴 심볼 시간 동안 동시에 전송함으로써, 광대역 전송 시 발생할 수 있는 심볼간 간섭에 강인하다는 특성을 가진다[1]-[3]. 또한 주파수 영역에서의 자원 할당을 유동적으로 할 수 있기 때문에 광대역 시스템에서 주파수 다중화 이득을 효율적으로 얻을 수 있다. OFDM 시스

※ 본 논문은 IEEE International Symposium on Personal, Indoor Mobile Radio Commucations (PIRMC) 2007 및 Joint Conference on Communications and Information (JCCI) 2007에서 부분적으로 발표된 바 있음.
* 스탠포드대학교 전기공학과 (jehw@stanford.edu) **삼성전자 Telecommunicatoin & Network 시스템 연구실
*** 서울대학교 전기컴퓨터공학부 뉴미디어통신공동연구소(INMC) 이동통신 연구실
논문번호 : #KICS2008-10-479, 접수일자 : 2008년 10월 30일, 최종논문접수일자: 2008년 2월 11일

www.dbpia.co.kr

템에서의 주파수 자원 할당에 대한 연구로, [4]에서는 다중 사용자 OFDM 시스템을 위한 전력 적응 기법이 제안된바 있다. 이 방식은 모든 부반송파에 동일한 전력을 할당하고, 각 사용자 별로 부반송파를 선택하였는데, 단순화된 전력 할당을 수행함에도 불구하고 부반송파 선택을 통해 다중 사용자 이득과 주파수 다중화 이득을 충분히 얻기 때문에 최적값에 근접하는 성능을 낼 수 있음을 보였다.

한편, 중계기 기술은 셀 경계 영역에 있는 사용자의 통신을 지원함으로써 셀 영역 확장 및 안정적인 신호 전송을 가능케 하기 때문에 최근 들어 집중적으로 연구되고 있다[5]. 차세대 무선 통신 시스템의 주파수 대역이 점점 높아지면서 고주파 영역의 신호 감쇄 특성에 따라 셀 영역의 크기는 현재보다 더 작아질 수밖에 없기 때문에, 기지국 하나가 지원 가능한 영역을 넓힐 수 있는 중계기 기술은 더욱 중요해졌다. 이러한 중계기 기술은 크게 수신된 신호를 그대로 증폭시켜서 단말기에 전달하는 증폭 후 전달 (AF) 방식과[6]-[8], 수신된 신호를 디코딩 한 후 다시 인코딩 하여 단말기에 전달하는 디코딩 후 전달 (DF) 방식으로 나눌 수 있다[9]-[11]. 이 중 DF 방식은 비록 복잡도는 높으나 중계기-단말기 채널 상황에 적합하게 신호를 재생성 할 수 있다는 장점이 있다. 특히 OFDM 시스템에서 DF 중계기를 사용할 경우, 많은 수의 부반송파로 인해 비트 및 전력 할당의 유동성이 커지므로 자원할당을 효율적으로 수행하는 것이 매우 중요하다.

더 나아가 하나의 단말기와 통신하기 위해 사용할 수 있는 중계기가 여러 개인 환경에서는, 중계기를 셀 영역을 확장하는 역할 뿐만이 아니라 데이터 전송률을 높이는 용도로도 보다 적극적으로 활용할 수 있다[10]. 서로 격리된 위치에 설치된 각각의 중계기가 갖는 기지국-중계기 링크 및 중계기-단말기 링크의 채널이 서로 독립적일 경우, 복수개의 중계기를 선택하는 과정에서 다중 중계기 이득을 얻을 수 있기 때문이다. 또한 복수개의 중계기가 OFDM 시스템에서 사용되면 중계기 다중화 이득과 주파수 다중화 이득을 동시에 얻을 수도 있다. 이와 같이 OFDM에서 복수개의 중계기를 사용하는 시스템을 본 논문에서는 Multiple Relay-OFDM (MR-OFDM)이라 부르기로 한다. MR-OFDM 시스템의 송신 전력 및 부반송파 할당은 [4]에서 제안되었던 다중 사용자 OFDM 시스템에서 풀었던 문제와 유사하나, 기지국-중계기 및 중계기-단말기의 두 채널에 적절한 자원을 동시에 할당해야 한다는 점에서 차이가 있다. 만약 두 채널을 통해 전송되는 데이터 전송률이 서로 다르다면 결과적으로 단말기에는 두 개 중 낮은 데이터 전송률을 지원할 수밖에 없기 때문이다. MR-OFDM 시스템에서의 자원 할당은 이러한 홉 간 비대칭의 문제까지도 해결하여 자원 손실을 줄임으로써 데이터 전송률을 극대화시켜야 한다. 그러나 이는 비선형 문제이며 또한 주파수와 중계기의 두 개 차원으로 확장되는 복잡한 문제이기 때문에 분석적 해답을 찾기가 어렵다.

본 논문에서는 하향링크 MR-OFDM 시스템에 적합한 송신 전력 및 부반송파 할당 기법들을 제안한다. 제안하는 기법들은 정해진 비트당 오율 (BER) 및 전력 합 조건을 만족하면서 평균 데이터 전송률을 증가시키는 것을 목적으로 한다. 성능 검증을 통해 제안하는 기법들의 성능을 비교 평가할 것이다. 또한 제안하는 기법이 최적 성능을 갖는 exhausitve 기법과 거의 같은 평균 전송률을 달성하면서도 복잡도는 크게 줄일 수 있음을 보일 것이다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MR-OFDM 시스템 모델을 설명한다. 제시된 모델을 기반으로, III장에서 송신 전력 및 부반송파 할당 기법들을 제안할 것이다. IV장에서 컴퓨터 모의실험을 통해 제안하는 기법들의 성능을 검증한 후, V장에서 결론을 맺을 것이다.

II. 시스템 모델

그림 1은 K개의 고정된 DF 중계기로 구성된 하향링크 MR-OFDM 시스템을 나타낸다. 모든 신호는 중계기들을 거쳐서 단말기로 전달되며, 기지국으로부터 단말기로 직접 전송되는 링크는 없다고 가정한다. 기지국은 각 부반송파에 적합한 데이터 전송률을 계산하여 이에 해당하는 송신 전력으로 각 중계기에 N개의 부반송파를 통해 데이터 스트림들을 브로드캐스팅한다. 기지국의 신호를 받은 중계기들은 수신된 신호를 디코딩 한 후 각 부반송파에 맞는 적절한 송신 전력과 비트 수를 할당하도록 인코딩 하여 단말기로 송신한다. 기지국의 송신 전력은 $P^{(1)}$으로 제한되며, 복수개의 중계기들이 사용하는 송신 전력의 총 합은 $P^{(2)}$로 제한된다.

기지국은 중계기와 단말기 각각으로부터 기지국-중계기 링크 및 중계기-단말기 링크의 채널 정보를 피드백 받아 알고 있다고 가정하였다. 하나의 부반송파 내에서의 채널은 일정하며, 부반송파들끼리는 서로 독립적인 채널을 갖는다고 하였다. OFDM 심

www.dbpia.co.kr

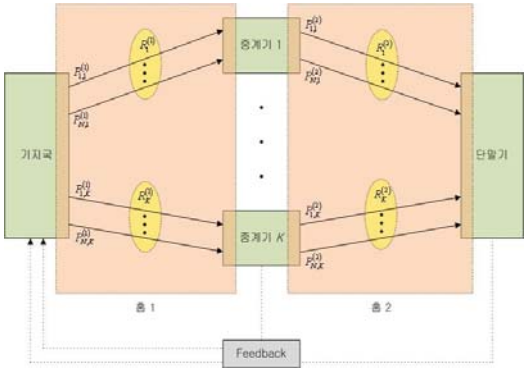

그림 1. 복수개의 중계기를 사용하는 하향링크 OFDM 시스템의 구조

볼의 보호 구간이 충분히 길어 심볼 간 간섭이 발생하지 않으며, 따라서 서로 다른 부반송파 간에 끼치는 간섭도 없다고 놓았다. 또한 충분히 긴 시간 동안 채널의 변화가 없는 저속 페이딩 채널 환경을 가정하였다. 편의상 이후로 기지국-중계기 링크를 홉 1, 중계기-단말기 링크를 홉 2라고 칭한다.

Ⅲ. MR-OFDM 시스템에서의 송신 전력 및 부반송파 할당 기법

MR-OFDM의 전송률을 최대화하는 송신 전력 및 부반송파 할당 기법은 다음과 같이 표현된다.

$$R_{\max} = \max_{P_{n,k}^{(\ell)}} \sum_{k=1}^{K} \min(R_k^{(1)}, R_k^{(2)}). \quad (1)$$

$P_{n,k}^{(\ell)}$은 k번째 중계기의 ℓ번째 홉의 n번째 부반송파에 할당된 전력이며, $R_k^{(\ell)}$은 k번째 중계기의 ℓ번째 홉에 할당된 부반송파들의 전송률의 합이다. 여기서 $P_{n,k}^{(1)}$과 $R_k^{(1)}$은 기지국에서 브로드캐스팅되는 신호의 송신 전력 및 전송률이므로 중계기 별 인덱스 k 없이도 표현될 수 있다. 그러나 각 부반송파가 어떤 중계기에 어떤 전송률로 할당되는지를 표시함으로써 설명을 보다 쉽게 하기 위해 홉 1에 해당하는 변수들에도 중계기 인덱스를 표기하기로 한다. 모든 n과 k에 해당하는 기지국의 최대 송신 전력은 $P^{(1)}$, 모든 중계기의 송신 전력의 합은 $P^{(2)}$와 같거나 작다고 가정한다. $R_k^{(\ell)}$은 다음과 같이 정의된다.

$$R_k^{(\ell)} = \sum_{n=1}^{N} b_{n,k}^{(\ell)}. \quad (2)$$

각 부반송파에 할당될 비트 수 $b_{n,k}^{(\ell)}$는 해당하는 부반송파의 채널 이득과 할당되는 전력 등의 값에 따라 다음과 같이 계산될 수 있다[4].

$$b_{n,k}^{(\ell)} = \frac{B}{N} log_2\left(1 - \frac{1.5N \times P_{n,k}^{(\ell)} \times \left(\delta_{n,k}^{(\ell)}\right)^2}{N_0 B \times \ln(5 \times BER_t)}\right). \quad (3)$$

$\delta_{n,k}^{(\ell)}$은 k번째 중계기의 ℓ번째 홉의 n번째 부반송파의 채널이득이며, BER_t는 목표로 하는 비트 당 오율 값, N_0B는 백색잡음의 전력값이다. B는 전체 대역폭, N은 부반송파의 개수를 의미한다.

식 (1)에서 보는 바와 같이, 제안하는 시스템은 DF 중계기를 사용하기 때문에 하나의 중계기를 통해서는 홉 1과 홉 2에서 각각 달성할 수 있는 전송률 $R_k^{(1)}$과 $R_k^{(2)}$ 중 더 작은 값만을 지원할 수 있다. 따라서 식 (1)은 비선형 문제이며, 또한 N개의 주파수에 대해 K개의 중계기가 2개의 홉을 갖는 3차원의 자원 할당을 해야 하므로, 수학적 분석을 이용한 단일해를 찾기가 어렵고 수치적 방법으로 풀기 위한 복잡도 또한 매우 높다. 따라서 본 장에서는 식 (1)의 문제를 단순화하여 복잡도를 크게 줄이면서도 높은 전송률을 갖는 기법들을 제안한다.

3.1 단일 중계기 선택 기법 (Single Relay Selection)

K개의 중계기 중 가장 높은 전송률을 갖는 1개의 중계기만을 선택하는 방식을 단일 중계기 선택 기법이라 칭한다. 이 기법을 사용하면 복수개의 중계기에 대한 다중화 이득을 얻으면서도 복잡도 및 피드백 양의 부담은 크지 않다. 단일 중계기 선택 기법을 따라 식 (1)을 표현하면 다음과 같다.

$$R_{\max} = \max_k \min(\widehat{R_k^{(1)}}, \widehat{R_k^{(2)}}) \quad (4)$$

여기서 $\widehat{R_k^{(\ell)}}$은 ℓ번째 홉의 모든 부반송파를 k번째 중계기에 할당하고 최적의 전력할당을 했을 때의 k번째 중계기의 전송률 합이다. 그림 2는 N=6, K=3인 경우의 단일 중계기 선택 기법에 대한 예시를 보여준다. 3개의 중계기 중 (4)에서 제시된 중계기당 전송률의 합이 가장 큰 중계기 2를 선택하여 모든 부반송파를 할당하였다.

단일 중계기 선택 기법을 사용하면, 모든 채널 정보를 피드백할 필요가 없다. 피드백 과정은 크게 세 단계로 나누어 이루어질 수 있다. 먼저, 단말기는 각각의 중계기와의 채널(홉 2)을 통해 달성 할 수 있는 최대 전송률 값을 중계기들에게 피드백한

www.dbpia.co.kr

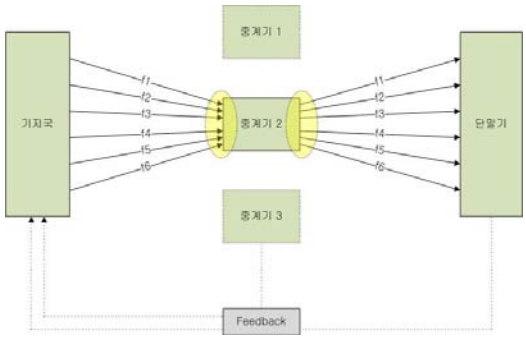

그림 2. 단일 중계기 선택 기법의 예시 (N=6, K=3).

다. 이후 각 중계기는 단말기로부터 받은 전송률 값과 기지국과의 채널(홉 1)에서 달성할 수 있는 전송률 값을 바탕으로 식 (4)를 통해 자신이 달성할 수 있는 최대 전송률을 구하여 기지국에게 피드백한다. 최종적으로 기지국은 가장 큰 전송률을 갖는 중계기를 선택하여 중계기들과 단말기에게 알려주고, 선택된 중계기만 각 부반송파별 채널 정보를 기지국에 피드백하며, 단말기는 선택된 중계기에 해당하는 각 부반송파별 채널 정보를 중계기에게 알려준다.

단일 중계기 선택 기법은 모든 중계기의 부반송파의 채널 정보를 피드백하지 않아도 되기 때문에 다른 방식들에 비해서는 피드백 양이 적다. 그러나, 모든 부반송파가 오직 하나의 중계기에만 할당되기 때문에, 중계기에 따라 상이할 수 있는 각 부반송파별 주파수 다중화 이득을 얻지 못한다.

한편, 다음과 같은 전략을 통해 제안하는 기법의 피드백 양을 추가적으로 크게 줄일 수 있다.

전략 1: 하나의 부반송파에 0 이상의 전력이 할당될 경우, 그 값을 항상 고정값 $P_s^{(\ell)}$로 한다.

전략 1은 식 (1)에서와 같이 모든 중계기의 각 홉에 적합한 송신 전력값을 실수 영역에서 계산해야 하는 복잡한 문제를, 어떤 부반송파를 어떤 중계기에 할당하느냐는 양자화된 부반송파 선택 문제로 바꾼다. 비록 각 부반송파의 전력값은 단지 두 가지 단위로 양자화되었지만, 제안하는 기법은 다중화 이득을 크게 얻기 때문에 최적값에 근접하는 성능을 얻을 수 있다. 다중화 이득에 따른 양자화된 기법의 성능 특성은 다중 사용자 OFDM 시스템에 대해 [4]에서도 이미 밝혀진바 있다.

다음과 같은 간단한 성능 검증을 통해서도 송신 전력 양자화의 손실이 적음을 보일 수 있다. 그림 3은 단일 중계기 선택기법 각 부반송파에 최적화된 water-filling 알고리즘을 통해 얻은 전력을 할당할 때와, 양자화된 전력값 $P_s^{(\ell)}$를 할당할 때의 평균 주파수 효율을 비교한 것이다. 부반송파의 수 N은 128, 중계기의 수 K는 4로 가정하였다. 하나의 중계기에 모든 부반송파가 할당되므로 주파수 다중화 이득은 없지만, 최적의 중계기를 선택하는 것에 따르는 다중 중계기 이득을 얻을 수 있다. 그래프에서 보는 바와 같이 동일한 크기의 전력 $P_s^{(\ell)}$를 할당하여도 최적화된 실수 값의 전력을 water-filling 알고리즘으로 계산하여 할당하는 것과 성능이 비슷함을 볼 수 있다. 이렇듯 높은 다중화 이득을 얻을 수 있는 시스템에서는 전력 할당을 양자화하여도 다중화 이득의 영향으로 전송률 손실이 크지 않다.

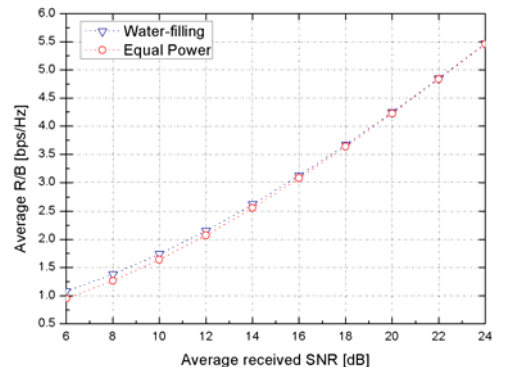

그림 3. 단일 중계기 선택 기법을 사용하였을 경우의 water-filling과 동일 전력 할당 기법 간의 단위 주파수 당 평균 전송률 비교 (N=128, K=4).

전략 1에 따라 모든 부반송파에 동일 전력을 할당하도록 단일 중계기 선택 기법을 활용하면, 주파수 별로 완벽한 채널 정보를 피드백 할 필요가 없다. 따라서 피드백 채널의 양이 추가적으로 크게 줄어들며, 전력 할당에 따르는 복잡도도 줄일 수 있다. 이후 제안할 중계기 별 부반송파 선택 기법에서도 전략 1을 계속 활용할 것이다.

(2) 중계기 별 부반송파 선택 기법 (Per-Relay Subcarrier Selection)

부반송파를 할당하는 다른 방법으로, 중계기 별 부반송파 선택 기법을 제안한다. 이 기법에는 앞에서 제안했던 전략 1과 함께 다음과 같은 두 가지 전략이 추가로 사용된다.

전략 2: 홉별로 각 부반송파는 한 개의 중계기에만 할당한다.

서로 다른 두 개의 중계기가 동일한 홉의 한 부반송파를 동시에 선택한다면, 송신된 신호 간의 간섭에 의한 성능 열하가 발생한다. 이는 기존의 다중

www.dbpia.co.kr

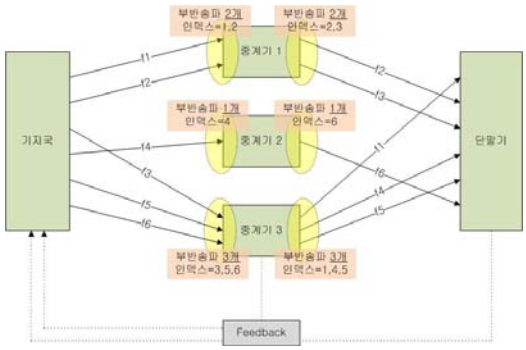

그림 4. 제안하는 기법에서 전략 1과 전략 2를 적용한 결과의 예시 (N=10, K=4).

사용자 OFDM 시스템의 자원 할당 문제에서도 이미 고려되었던 가정이며, 각 부반송파 별로 가장 큰 채널 이득을 갖는 한 개의 사용자를 할당하는 것이 최적임이 증명된 바 있다[4].

전략 1과 2를 적용함으로써 식 (1)에 제안된 최적화의 문제는 각 부반송파를 어떤 중계기에 할당하느냐의 문제로 단순화된다. 그러나 단순화시킨 문제 조차도 MR-OFDM에서 그대로 풀기에는 여전히 복잡도가 대단히 높은 문제이다. 무엇보다도 임의의 중계기에 대하여 홉 1과 홉 2 각각을 통해 전송할 수 있는 데이터 양이 다를 경우 발생하는 전송률 손실을 줄이기 위해, 두 홉의 전송률의 값을 비슷하게 대응시키면서도 최적의 부반송파를 할당하는 문제들을 동시에 해결해야 한다. 이것은 잘 알려진 "subset sum" 문제의 변형으로 볼 수 있는데[12], 문제를 풀기 위해 계산해야 하는 중계기당 전송률의 경우의 수가 K^{2N}으로써, 부반송파 및 중계기의 개수의 증가에 따라 기하급수적으로 증가한다. 이렇게 모든 경우의 수를 다 비교하여 최적의 부분 집합을 찾는 방식을 exhaustive 기법이라 부르는데, 실제로 기지국에서 사용되기에는 복잡도가 지나치게 높다. 부반송파 할당 문제의 복잡도를 줄이기 위해 본 논문에서는 다음과 같은 전략을 추가로 제안하였다.

전략 3: 중계기 하나의 홉 1과 홉 2에 할당되는 부반송파의 개수는 서로 같다.

전략 3에 대한 예시로, 그림 4는 각 중계기의 홉 1과 홉 2에 할당되는 부반송파의 개수가 같은 경우를 보여주고 있다. 3개의 중계기와 6개의 부반송파가 사용되는 MR-OFDM 시스템에서 중계기 1의 홉 1과 홉 2에는 각각 2개의 부반송파가, 중계기 2의 홉들에는 각각 1개의 부반송파가, 그리고 중계기 3의 홉들에는 각각 3개의 부반송파가 할당되었다. 주의할 것은 비록 각 중계기의 양쪽 홉에 할당되는 부반송파의 수는 같으나 그 인덱스는 서로 다를 수 있다는 것이다. 예를 들어 중계기 2의 홉 1에는 부반송파 f4 한 개가 할당된 반면, 홉 2에는 부반송파 f6 한 개가 할당된 것을 볼 수 있다. 전략 3을 사용함으로써 비록 각 홉에 대한 부반송파 할당의 유동성은 줄어들었지만, 여전히 부반송파의 선택으로부터 다중화 이득을 얻을 여지는 충분히 남아 있다. 전략 3에 의한 성능 열하가 크지 않음은 다음 장의 컴퓨터 모의 실험 결과를 통해서도 확인할 수 있다.

요약하면, 본 논문에서 제안한 세 개의 전략에 따라서 각 중계기들은 송수신 양단의 홉 각각에 동일한 수의 부반송파를 할당 받는다. 다만 중계기 별로 할당 받는 부반송파의 수는 다를 수 있다. 이 문제는 기존에 잘 알려진 Hungarian 알고리즘으로 해결할 수 있다[13]. 먼저, 임의의 숫자 m에 대하여 중계기마다 가장 높은 전송률 합을 갖는 m개($1<m<N$)의 부반송파를 다음과 같이 계산하여 찾는다.

$$R_k(m) = \min\left(\max_{n_1^{(1)},\ldots,n_m^{(1)}}\left(\sum_{i=1}^{m} b^{(1)}_{n_i^{(1)},k}\right), \max_{n_1^{(2)},\ldots,n_m^{(2)}}\left(\sum_{i=1}^{m} b^{(2)}_{n_i^{(2)},k}\right)\right). \quad (5)$$

(3)에서 정의된 바와 같이 $b^{(\ell)}_{n,k}$는 k번째 중계기의 ℓ번째 홉의 n번째 부반송파에 할당된 비트수, $n_i^{(\ell)}$은 선택된 ℓ번째 홉의 i번째 부반송파의 인덱스를 나타낸다. 계산 결과 가장 높은 전송률 $R_{k'}(m)$을 갖는 중계기 k'에게 이 중계기가 홉 1과 홉 2에서 선택했던 각 m개의 부반송파를 할당한다. 이렇게 할당된 m개의 부반송파를 각 홉의 전체 부반송파 풀에서 제외한 후, 마찬가지 과정을 모든 부반송파들이 각 중계기에 할당될 때까지 반복 수행한다. 최종적으로 부반송파 할당의 기본 단위인 m 값을 1부터 N까지 바꾸면서 위의 과정을 수행한 결과 얻어진 전송률들을 비교하여 최적의 m값을 찾는다. 제안하는 기법을 간단히 정리하면 표 1과 같다.

제안하는 기법을 예를 들어 설명하면 다음과 같다. N=4, K=3이고, 각 부반송파를 통해 달성할 수 있는 데이터 전송률이

중계기 1: $B_1^{(1)}$={4,6,2,3}, $B_1^{(2)}$={7,1,3,5}

중계기 2: $B_2^{(1)}$={5,1,3,4}, $B_2^{(2)}$={8,8,7,3}

중계기 3: $B_3^{(1)}$={2,1,8,1}, $B_3^{(2)}$={3,7,5,5}

이며, $B_k^{(\ell)} = \{b^{(\ell)}_{1,k},\ldots,b^{(\ell)}_{N,k}\}$로 정의되는 경우를 생각

www.dbpia.co.kr

표 1. 중계기 별 부반송파 선택 기법

I. 각 부반송파를 통해 전송 가능한 데이터 전송률을 식 (5)를 이용하여 계산한다. 각 변수들을 다음과 같이 초기화한다.

$S_k^{(\ell)}$: 홉 ℓ의 중계기 k가 선택한 부반송파 집합

$S^{(\ell)}$: 홉 ℓ의 부반송파 전체 집합

$S_k^{(\ell)}=\varnothing$, $S^{(\ell)}=\{1,\ldots,N\}$, $R_k(m)=0$, m=1, a=1

II. 각 홉에서 모든 중계기에 대해 다음과 같이 m개의 부반송파를 선택하여 해당 전송률을 구한다.

$$r_k(m) = \min\left(\max_{n_1^{(1)},\ldots,n_m^{(1)}}\left(\sum_{i=1}^{m} b_{n_i^{(1)},k}^{(1)}\right), \max_{n_1^{(2)},\ldots,n_m^{(2)}}\left(\sum_{i=1}^{m} b_{n_i^{(2)},k}^{(2)}\right)\right)$$

III. 최대 전송률 합을 갖는 중계기 k'을 결정한다. 선택된 부반송파를 각각 $S^{(1)}$과 $S^{(2)}$에서 지우고 $S_{k'}^{(1)}$과 $S_{k'}^{(2)}$에 추가한다. $R_{k'}(m)$을 갱신한다.

$$R_{k'}(m)=R_{k'}(m)+r_{k'}(m)$$

IV. $S^{(1)}$과 $S^{(2)}$가 다 비워질 때까지 II로 돌아가서 같은 과정을 수행한다.

V. m=N이 아니면 m=m+1이 되며, II로 돌아가 같은 과정을 수행한다.

VI. 최적의 m을 최종 결과로 선택한다.

$$m_{\max}=\arg\max_{m}\sum_{k}R_k(m)$$

한다. 표 1의 II와 III에 따라 m=1에 대해 각 중계기에서 부반송파를 결정한다. 이때 중계기 1, 2, 3이 선택하는 부반송파에 해당하는 데이터 전송률은 각각 6, 5, 7이 된다. 따라서 가장 높은 전송률 7을 갖는 중계기 3의 홉 1의 세 번째 부반송파와 홉 2의 두 번째 부반송파가 선택되고 해당 부반송파는 위의 목록에서 모두 삭제된다. 이후 중계기별 데이터 전송률 목록은 다음과 같이 갱신된다.

중계기 1: $B_1^{(1)}$={4,6,0,3}, $B_1^{(2)}$={7,0,3,5}

중계기 2: $B_2^{(1)}$={5,1,0,4}, $B_2^{(2)}$={8,0,7,3}

중계기 3: $B_3^{(1)}$={2,1,8,1}, $B_3^{(2)}$={3,7,5,5}

각 중계기에 대해 최적의 부반송파를 선택하는 작업을 마찬가지로 다시 수행한다. 이와 같은 반복은 모든 부반송파가 각 중계기에 할당될 때까지 반복되는데, 그 결과로 각 중계기에 할당되는 부반송파는 다음과 같다.

중계기 1: $B_1^{(1)}$={0,6,0,3}, $B_1^{(2)}$={7,0,0,5}

표 2. 제안하는 기법들의 복잡도 비교 (N=128, K=4).

	단일 중계기 선택 기법	Exhaustive 기법	제안하는 기법
전송률 합의 경우의 수	K	N^{2K}	$\le\sum_{m=1}^{N}\left\{\left\lceil\frac{N}{m}\right\rceil\cdot K\right\}$
	4	7.0258e+016	≤3060

중계기 2: $B_2^{(1)}$={5,0,0,0}, $B_2^{(2)}$={0,0,7,0}

중계기 3: $B_3^{(1)}$={0,0,8,0}, $B_3^{(2)}$={0,7,0,0}

따라서, $R_1(1)$, $R_2(1)$, $R_3(1)$은 각각 9, 5, 7이 된다. 같은 과정을 m=2, 3, 4에 대해서도 반복하여 최종적으로 가장 큰 전송률을 갖는 m 값을 표 1의 VI와 같이 선택한다.

중계기별 부반송파 선택 기법에서 서로 비교해야 하는 전송률 값의 수는

$$\sum_{m=1}^{M}\left\{\left\lceil\frac{N}{m}\right\rceil\times K\right\} \tag{6}$$

보다 작거나 같다. 이 식에서 $\lceil x\rceil$는 x보다 큰 정수의 최소값이다. 복잡도가 중계기 수에 선형적으로 비례하며 부반송파 수의 제곱보다 작음을 볼 수 있다. 표 2는 제안하는 기법과 단일 중계기 선택 기법, 그리고 exhaustive 기법의 복잡도를 부반송파 128개, 중계기 4개일 경우에 대하여 단위화하여 비교한 것이다. 단일 중계기 선택 기법의 복잡도가 제일 낮고, exhaustive 기법은 중계기 및 부반송파 수에 대해 기하학적으로 증가하는 엄청난 복잡도를 가져 구현이 어렵다는 것을 확인할 수 있다. 반면 제안하는 기법의 복잡도는 단일 중계기 선택 기법에 비해서는 다소 높으나 여전히 부반송파의 개수와 기지국 개수에 비례하는 차수임을 볼 수 있다.

Ⅳ. 모의 실험 결과

이 장에서는 제안하는 자원 할당 기술의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해 평가하고 다른 기술들의 성능과 비교해 본다. 모의 실험을 위한 기본 설정은 다음과 같다. 홉 1과 홉 2의 모든 부반송파들은 독립 동일 분포를 갖는 복소 Gaussian 채널로 설정하였다. 중계기 각각과 단말기의 수신기에서는 평균이 0이고 단일 분산 행렬을 갖는 복소 Gaussian 분포의 백색 잡음이 더해진다. 모든 중계기들은 기지국과 단말기 각각으로부터 같은 거리에 설치되었다고

www.dbpia.co.kr

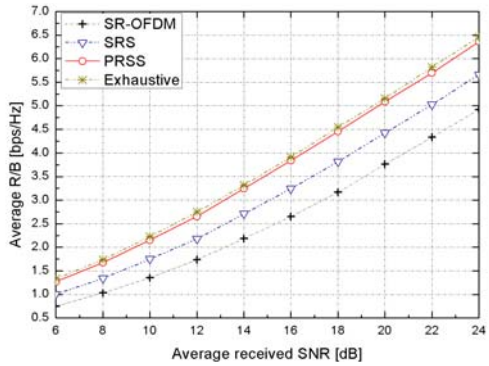

그림 5. 평균 수신 SNR에 대한 제안하는 기법과 다른 기법들 간의 주파수 당 평균 전송률 비교 (N=4, K=4).

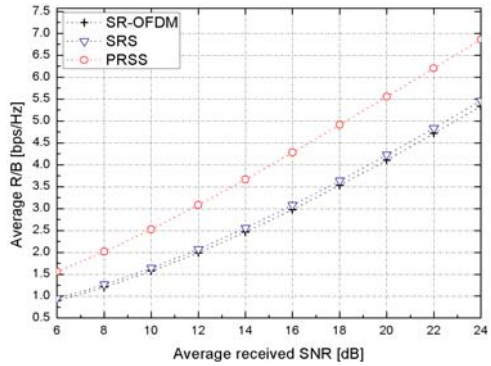

그림 6. 평균 수신 SNR에 대한 제안하는 기법과 다른 기법들 간의 주파수 당 평균 전송률 비교 (N=128, K=4).

가정하였다. 따라서, 채널의 음영 효과를 고려하지 않고 거리 감쇄 효과만을 가정할 경우, 중계기와 단말기에서의 평균 수신 SNR은 모두 같은 값을 가진다. 이와 같이 설정된 평균 수신 SNR에 대해 시스템 전체의 주파수 당 평균 전송률을 10,000 개의 독립적인 채널 구현을 통해 식 (1)-(3)를 토대로 계산하여 얻었으며, 목표 BER은 10^{-3}으로 놓았다. 비교 대상인 exhaustive 기법은 각 기지국의 홉들에 부반송파를 할당하는 모든 경우 중 최적의 전송률을 갖는 것을 선택하며, 따라서 전략 1을 사용하는 모든 기법 가운데 최대의 성능을 갖는다. SR-OFDM (Single Relay-OFDM)은 기존의 시스템과 같이 중계기가 하나만 존재하는 시스템에서의 전송 기법으로 정의된다. 편의상 이후 단일 중계기 선택 기법은 SRS(Single Relay Selection)로, 중계기 별 부반송파 선택 기법은 PRSS(Per-Relay Subcarrier Selection)라 칭한다.

그림 5는 각 기법들의 단위 주파수 당 평균 전송률을 비교하여 나타낸 것이다. 앞에서도 언급한 바와 같이 exhaustive 기법은 평균 전송률을 극대화할 수 있으나 복잡도가 부반송파 및 중계기 수에 따라 기하 급수적으로 증가하기 때문에 구현이 어렵다는 단점이 있다. 부반송파 수가 많으면 컴퓨터 모의 실험으로도 계산이 안될 만큼 복잡도가 높아 그림 5와 같이 부반송파와 중계기 숫자가 각각 4개뿐인 간단한 경우에 대해서만 살펴보았다. 그래프에서 PRSS의 평균 전송률은 exhaustive 기법의 평균 전송률과 거의 차이가 없음을 볼 수 있다. 부반송파와 중계기의 숫자가 더 큰 시스템에서는 다중화 이득이 증가하기 때문에 두 기법의 성능 차이는 더욱 줄어들 것으로 예상된다. 한편 SRS는 비록 중계기의 수가 늘어남에 따른 다중화 이득은 얻을 수 있으나, 주파수 선택에 대한 다중화 이득을 얻지는 못하기 때문에 PRSS에 비해 평균 전송률이 떨어지는 것을 볼 수 있다. SR-OFDM은 중계기 다중화 이득조차 얻지 못하기 때문에 다른 기법들에 비해 전송률이 크게 떨어진다.

그림 6은 더 많은 수의 부반송파에 대하여 PRSS와 SRS 및 SR-OFDM의 성능을 비교한 결과이다. 부반송파의 수를 128, 중계기의 수를 4로 놓았다. 다른 두 기법에 비해 PRSS의 전송률이 현저하게 높음을 볼 수 있다. 예를 들어, 평균 수신 SNR이 10dB일 때 PRSS의 전송률은 2.52bps/Hz로 SRS의 전송률 1.64bps/Hz와 비교하면 약 54%, SR-OFDM의 1.58bps/Hz와 비교하면 59%가 향상된다.

그림 5와 비교하여 볼 때, 부반송파의 수가 더 많은 그림 6에서는 SRS와 SR-OFDM 간의 전송률 차이가 거의 없는 것을 볼 수 있다. 이는 부반송파의 수가 증가할수록 서로 다른 중계기의 각 홉에 해당하는 전송률의 분산이 큰 수의 법칙에 따라 더 작아지기 때문에 나타나는 현상이다. 분산이 작아지면 중계기 선택으로 얻을 수 있는 다중화 이득 또한 감소하기 때문에 SRS로로 얻을 수 있는 전송률은 SR-OFDM과 근사한 값을 갖게 된다.

부반송파 수가 각 자원 할당 기법에 끼치는 영향은 그림 7을 통해 더 자세히 살펴볼 수 있다. 그림 7은 SNR을 10dB, 중계기 수를 4로 했을 때, 부반송파의 수에 따른 각 기법의 평균 전송률을 보여준 것이다. 앞에서 논의한 바와 같이 부반송파 수가 증가하면 SRS의 전송률이 감소함을 볼 수 있다. 반면 SR-OFDM의 전송률은 정해진 홉 1과 홉 2 중 더 낮은 전송률을 갖는 값으로 정해지기 때문에, 부반송파 수가 증가할수록 각 홉의 전송률이 평준화되면서 오히려 전체 전송률은 증가하여 SRS와 비슷

www.dbpia.co.kr

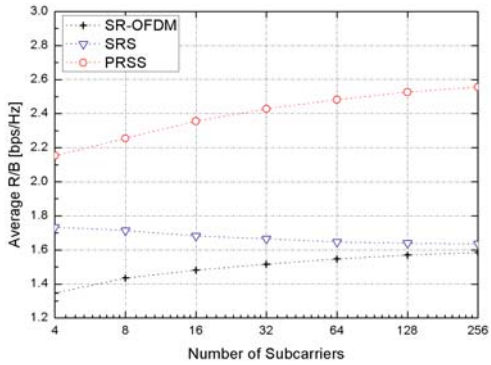

그림 7. 부반송파 수에 대한 제안하는 기법과 다른 기법들 간의 주파수 당 평균 전송률 비교 (K=4, Average received SNR=10dB).

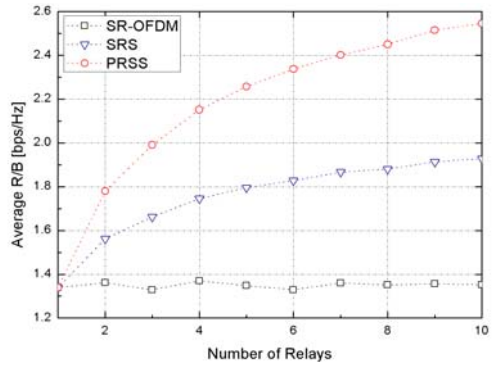

그림 8. 다중 중계기 이득의 효과. 중계기 수에 대한 제안하는 기법과 다른 기법들 간의 주파수 당 평균 전송률 비교 (N=4, 평균 수신 SNR=10dB).

해진다. 이와는 달리, PRSS는 모든 부반송파가 각각 중계기를 선택할 수 있기 때문에 부반송파가 증가할 수록 높은 다중화 이득을 얻을 수 있어서 평균 전송률 또한 증가함을 볼 수 있다.

중계기 다중화 이득의 영향은 그림 8과 9에서 보는 바와 같이 중계기 수의 증가에 대한 성능에서 더욱 두드러지게 나타난다. 두 그림은 평균 수신 SNR을 10dB로 놓고 중계기의 수를 변화시켰을 때의 평균 전송률 변화를 나타낸 것으로, 그림 7은 부반송파의 수가 4개일 경우이고 그림 8은 부반송파의 수가 128개일 경우이다. 물론 SR-OFDM은 여전히 중계기를 한 개만 사용하여 통신할 경우를 고려하였다. 중계기가 1개이면 중계기 다중화 이득이 없기 때문에 모두 기법들이 같은 성능을 가지나, 중계기의 수가 2개 이상일 때는 PRSS의 평균 전송률이 다른 두 기법에 비해 현저하게 증가함을 볼 수 있다. 부반송파가 128개이고 중계기가 2개일 경우만 해도 SR-OFDM과 SRS에 비해 각각 29%와 32% 높은 평균 전송률을 얻을 수 있다. 비록 실제 환경에서는 복수개의 중계기 설치에 대한 비용 부담이 클 수 있으나, 본 실험에서 보는 바와 같은 성능 향상을 감안하였을 때, 제안하는 자원 할당 기법을 사용한다면 다중 중계기의 사용을 현실적으로도 충분히 고려해 볼 수 있을 것이다.

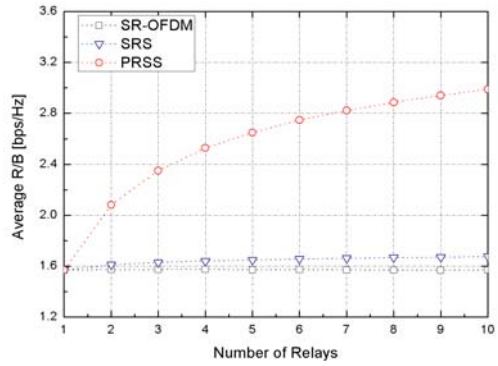

그림 9. 다중 중계기 이득의 효과. 중계기 수에 대한 제안하는 기법과 다른 기법들 간의 주파수 당 평균 전송률 비교 (N=128, 평균 수신 SNR=10dB).

V. 결 론

본 논문에서는 하향링크 다중 중계기 OFDM 환경을 위한 송신 전력 및 부반송파 할당 기법들을 제안하였다. 먼저 한 개의 중계기를 선택하여 모든 부반송파를 할당하는 단일 중계기 선택 기법을 제안하였다. 또한 중계기 별 부반송파 할당 기법에서 주어진 문제는 각 중계기의 송수신단에 동일한 수의 부반송파를 할당하는 문제로 단순화되었으며, 이후 Hungarian 알고리즘을 반복적으로 사용하여 부반송파 할당을 수행하였다. 컴퓨터 모의 실험을 통해 중계기 별 부반송파 할당 기법이 고정된 비트당 오율과 전력 합 조건 하에서 전체 데이터 전송률을 exhaustive 기법과 비슷한 정도로 얻고, 단일 안테나 선택 기법 및 SR-OFDM 기법에 비해 현저하게 증가된 성능을 얻음을 보였다. 그러나 복잡도는 exhaustive에 비해 크게 낮아지는 것을 보였다. 제안하는 기법들을 통해 얻을 수 있는 성능 향상 결과는 다중 중계기의 실질적인 사용을 긍정적으로 검토할 만한 근거가 될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation

www.dbpia.co.kr

for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.

[2] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun*, vol. 33, pp. 665 - 675, July 1995.

[3] J. Jang and K. B. Lee, "Effects of frequency offset on MC/CDMAsystem performance," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, pp. 196-198, July 1999.

[4] J. Jang and K. B. Lee, "Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems," *IEEE J. Selected. Areas Commun.*, vol. 21, no. 2, pp. 171-178, Feb. 2003.

[5] R. Pabst, et al., "Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, pp. 80-89, Sept. 2004.

[6] H. W. Je, B. O. Lee, S. Kim, and K. B. Lee, "Design of non-regenerative MIMO-relay system with partial channel state information," *in Proc. IEEE ICC*, May 2008.

[7] X. Tang, and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 1398-1407, Apr. 2007.

[8] Y. Fan and J. Thompson, "MIMO configurations for relay channels: theory and practice," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 1774-1786, May 2007.

[9] B. Wang, J. Zhang, and A. Host-Madsen, "On the capacity of MIMO relay channels," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 51, pp. 29-43, Jan. 2005.

[10] Y. Fan, J. S. Thompson, A. Adionyi, and H. Yanikomeroglu, "On the diversity -multiplexing tradeoff for multi-antenna multi-relay channels," *in Proc. of IEEE ICC*, June, 2007.

[11] C. K. Lo, S. Vishwanath, and R. W. Heath, "Rate bounds for MIMO relay channel using precoding," *in Proc. of IEEE GLOBECOM*, Nov. 2005.

[12] A. Lobstein, "The hardness of solving subset sum with preprocessing," *IEEE Trans. Info. Theory.*, vol. 36. pp. 943-946, July 1990.

[13] H. W. Kuhn, "The Hungarian method for the assignment problem," *Naval. Research. Logistic*. Quarterly., pp. 83-97, 1955.

제 희 원 (Hui Won Je) 정회원

2001년 서울대학교 전기공학부 졸업
2008년 서울대학교 전기컴퓨터 공학부 박사
2008년 서울대학교 전기컴퓨터 공학부 BK21 박사후 연구원
2008년~현재 : 미국 스탠포드 대학 방문 연구원
<관심분야> MIMO, OFDM, Relay, 4G(5G) Communication Systems

김 익 현 (Ik Hyun Kim) 정회원

2005년 한국과학기술원 전자공학과 졸업
2007년 서울대학교 전기컴퓨터 공학부 석사
2007년~현재 삼성전자 Tele-communication & Net- work 시스템 연구실
<관심분야> OFDM, Relay, LTE Systems

이 광 복 (Kwang Bok Lee) 종신회원

1982년 캐나다 토론토 대학 졸업
1986년 캐나다 토론토 대학 석사
1990년 캐나다 맥매스터 대학 박사
1990년~1996년 미국 모토로라 Senior Staff Engineer
1996년~현재 서울대학교 전기컴퓨터공학부 정교수
2007년~현재 서울대학교 뉴미디어통신공동연구소 소장
<관심분야> MIMO, Cooperative communication, 4G(5G) Communication systems

www.dbpia.co.kr