

비직교 다중접속 방식을 이용한 다중 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림 동시 전송

신창용
선문대학교 정보통신공학과

Simultaneous Transmission of Multiple Unicast and Multicast Streams Using Non-orthogonal Multiple Access

Changyong Shin

Department of Information and Communications Engineering, Sun Moon University

요약 본 논문에서는 주파수 효율적으로 다중 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림을 동시에 전송하기 위한 채널정렬 기반 비직교 다중접속 방법을 제안한다. 이 방법에서 멀티캐스트 클러스터 내 수신기들은 자신의 채널을 정렬하는 수신 빔포밍 벡터를 채용하고 기지국은 정렬된 채널 정보를 이용하여 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하는 송신 빔포밍 벡터를 설계한다. 유니캐스트 수신기들은 송신 빔포밍 벡터와 결합된 유효수신채널 정보를 이용하여 유니캐스트 수신기 간 간섭을 제거하는 수신 빔포밍 벡터를 설계한다. 제안한 방법은 간섭을 효과적으로 제거하여 높은 SNR 영역에서 기존의 직교 다중접속 방법보다 높은 총합 데이터 율을 달성한다. 또한 제안한 비직교 다중접속 방법과 기존의 직교 다중접속 방법의 장점을 결합하는 하이브리드 방법을 제안한다. 이 방법은 채널상태에 따라 적응적으로 낮은 SNR 영역에서는 수신신호전력을 향상하는 기존의 직교 다중접속 방법을 적용하고 높은 SNR 영역에서는 효과적으로 간섭을 제거하는 제안한 비직교 다중접속 방법을 적용한다. 이를 통해 제안한 하이브리드 방법은 전체 SNR 영역에서 우수한 총합 데이터 율을 달성한다.

Abstract In this paper, we propose a non-orthogonal multiple access (NOMA) method based on channel alignment to simultaneously transmit multiple unicast and multicast streams in frequency-efficient manner. In this method, all receivers in a multicast cluster use the receive beamforming vectors that align their channels, and the base station uses the aligned channel information to design the transmit beamforming vectors that eliminate interference between multicast clusters. Using the effective receive channel information combined with the transmit beamforming vectors, unicast receivers design their own receive beamforming vectors that eliminate interference between unicast receivers. Since the proposed method effectively eliminates the interference, it achieves a higher sum rate than the existing orthogonal multiple access (OMA) method in high SNR regions. In addition, we present a hybrid method that exploits the benefits of the proposed NOMA method and the existing OMA method. Depending on the channel state, the hybrid method adaptively employs the existing OMA method, which improves the received signal power, in low SNR regions and the proposed NOMA method, which effectively eliminates the interference, in high SNR regions, thereby achieving a good sum rate over the entire SNR region.

Keywords : Non-orthogonal Multiple Access (NOMA), Channel Alignment, Spectral Efficiency, Interference, Multicast

본 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2017R1D1A1B03035850).

*Corresponding Author : Changyong Shin(Sun Moon Univ.)

email: cyshin@sunmoon.ac.kr

Received August 25, 2020

Revised September 17, 2020

Accepted February 5, 2021

Published February 28, 2021

1. 서론

IoT, 클라우드 서비스, AR/VR 등과 같은 다양한 무선 서비스를 제공하기 위해 무선접속기기 수와 무선 데이터 트래픽이 급속히 증가하고 있다 [1]. 이러한 무선접속속도 트래픽을 수용하기 위해 전송용량을 획기적으로 증대하는 차세대 무선통신 시스템에 대한 논의가 학계 및 산업계에서 활발히 진행되고 있다 [2-4].

한편 차세대 무선통신 시스템을 위한 유용한 주파수 대역의 부족으로 주파수 효율을 향상하는 기술에 대한 관심이 집중되고 있다 [5-7]. 특히 비직교 다중접속(non-orthogonal multiple access: NOMA) 방식은 다수의 사용자에게 동시에 무선 서비스를 제공하기 위해 각 사용자별로 배타적으로 주파수 자원을 할당하여 전송하는 직교 다중접속(orthogonal multiple access: OMA) 방식과 달리 모든 사용자에게 동일한 주파수 자원을 할당하여 동시에 데이터를 전송한다. 따라서 이 방식은 사용자 수가 증가하더라도 더 많은 주파수 자원을 요구함이 없이 주어진 주파수 자원을 효율적으로 이용하여 전송하는 기술로 최근에 각광 받고 있다 [8-10].

또한 무선네트워크 성능이 향상됨에 따라 라이브 유튜브 방송, 라이브 스포츠 중계 및 게임, 실시간 뉴스, 교통, 날씨 등의 정보 서비스처럼 다수 사용자에게 동시에 동일한 콘텐츠를 제공하는 실시간 스트리밍 서비스에 대한 수요가 증가하고 있다 [1]. 이러한 서비스는 유니캐스트(unicast) 보다는 멀티캐스트(multicast) 방식으로 전송하여 네트워크 트래픽 부하를 경감하면서 효율적으로 제공할 수 있다. 그러나 멀티캐스트 트래픽 역시 전송을 위해 별도의 주파수 자원을 필요로 하므로 주파수 효율적으로 전송하는 것이 중요하다.

최근에 주파수 효율을 향상시키는 다양한 비직교 다중접속 기법들이 제안되었다. [11]에서는 단일안테나 시스템을 기반으로 연속적인 간섭 제거(successive interference cancellation: SIC)를 이용하는 비직교 다중접속 기법이 개발되었다. 또한 송신기에서는 클러스터 내 중첩 코딩(superposition coding)과 랜덤 빔포밍(random beamforming)을 사용하고 수신기에서는 연속적인 간섭 제거를 이용하는 다중안테나 기반 비직교 다중접속 기법이 [12]에서 제안되었다. 이 기법은 랜덤 빔포밍을 사용하여 수신 클러스터 간 간섭을 완전히 제거할 수 없는 단점이 존재한다.

따라서 수신 클러스터 간 간섭을 완전히 제거하기 위해 송신기는 프리코딩(precoding) 행렬로 단위행렬을

적용하고 수신기에서는 클러스터 간 간섭에 직교하는 수신 빔포밍 벡터를 채용하는 다중안테나 기반 비직교 다중접속 기법이 [13]에서 제안되었다. 그리고 [14]에서는 [13]에서의 방식보다 적은 수의 수신 안테나를 채용하여 클러스터 간 간섭을 제거하고자 다중 안테나와 신호정렬을 이용하는 비직교 다중접속 기법을 개발하였다. 그러나 이러한 기법들은 모두 다수의 사용자에게 유니캐스트 데이터 스트림을 동시에 전송하는 방법으로, 이것을 다수의 유니캐스트와 멀티캐스트 데이터 스트림을 동시에 전송하는 방법으로 단순히 확장할 수 없다.

또한 주파수 효율적으로 멀티캐스트 스트림을 전송하기 위해 중첩 코딩과 두 단계의 송신 빔포밍 설계 방식을 채용하는 비직교 다중접속 방식 기반 멀티캐스트 전송방법이 [15]에서 제안되었다. 이 방법은 사용자 간 간섭을 제거하기 위해 다수의 송신 안테나를 필요로 하고 멀티캐스트 클러스터 내에 3명 이상의 사용자가 존재할 때에는 적용할 수 없다. [16]에서는 서브그룹핑(subgrouping) 멀티캐스트 기법 [17]과 비직교 다중접속 방식을 결합하는 멀티캐스트 방법을 개발하였다. 이 방법은 단일 멀티캐스트 스트림에는 적용할 수 있으나 다중 멀티캐스트 스트림에는 적용할 수 없고 멀티캐스트와 유니캐스트 스트림을 혼합하여 동시에 제공하는 경우에도 적용이 불가능하다.

[18]에서는 비직교 다중접속 방식을 이용하여 멀티캐스트와 유니캐스트 스트림을 동시에 전송하기 위해 인지통신(cognitive radio) 기반의 송신 전력 할당 알고리즘을 제안하였다. 이 방법은 모든 사용자가 멀티캐스트 스트림을 수신하고 그 사용자들 중 1명이 추가적으로 동시에 유니캐스트 스트림 수신을 원하는 경우에만 적용가능하며 다수의 사용자에게 다수의 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림을 동시에 전송하는 일반적인 경우에는 적용할 수 없다.

따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하면서 주파수 효율적으로 다수의 사용자에게 다수의 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림을 동시에 전송하기 위해 채널정렬 기반의 비직교 다중접속 방법을 제안한다. 이 방법은 다음과 같이 세 단계에 걸쳐 송신과 수신 빔포밍 벡터를 설계하여 적용한다. 첫 번째 단계로 멀티캐스트 클러스터 내 수신기들은 자신의 채널을 정렬하는 수신 빔포밍 벡터를 채용한다. 두 번째 단계로 기지국은 정렬된 채널 정보를 이용하여 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하는 송신 빔포밍 벡터를 설계한다. 마지막 단계로 유니캐스트 스트림을 수신하는 수신기들은 송신 빔포밍 벡터와 결합

된 유효수신채널 정보를 이용하여 유니캐스트 수신기 간 간섭을 제거하는 수신 빔포밍 벡터를 설계한다. 제안한 방법은 간섭을 효과적으로 제거하여 높은 SNR (signal-to-noise ratio) 영역에서 기존의 직교 다중접속 방법보다 높은 총합 데이터 율 (sum rate)을 달성함을 시뮬레이션을 통해 보인다.

또한 제안한 비직교 다중접속 방법과 기존의 직교 다중접속 방법의 장점을 결합하는 하이브리드 방법 (hybrid method)을 제안한다. 이 방법은 채널상태에 따라 적응적으로 낮은 SNR 영역에서는 수신신호전력을 향상하는 기존의 직교 다중접속 방법을 적용하고 높은 SNR 영역에서는 효과적으로 간섭을 제거하는 제안한 비직교 다중접속 방법을 적용한다. 이를 통해 제안한 하이브리드 방법이 전체 SNR 영역에서 우수한 총합 데이터 율을 달성함을 시뮬레이션을 통해 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2절에서는 본 연구에서 다루는 다중 유니캐스트와 멀티캐스트 데이터 스트림을 전송하는 비직교 다중접속 시스템 모델을 기술한다. 제 3절에서는 제안하고자 하는 다중 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림을 동시에 전송하는 채널정렬 기반 비직교 다중접속 방법과 이 방법과 기존 방법의 장점을 결합하는 하이브리드 방법을 설명한다. 제 4절에서는 시뮬레이션을 통해 제안한 전송 방법의 총합 데이터 율 성능을 평가한다. 마지막으로 제 5절에서 본 논문을 결론 맺는다.

2. 다중 유니캐스트 및 멀티캐스트 전송

비직교 다중접속 시스템

본 논문에서 고려하는 전송 시스템 모델은 그림 1에 주어진다. 즉, 송신기 (transmitter)는 K 개의 수신기로 유니캐스트 데이터 스트림과 K 개의 수신기 클러스터로 멀티캐스트 데이터 스트림을 동시에 전송한다. 이때 송신기는 M 개의 안테나를 사용하여 데이터를 전송하고 각 수신기는 N 개의 안테나를 사용하여 데이터를 수신한다. 또한 k 번째 멀티캐스트 클러스터는 L_k 개의 수신기를 포함한다. 송신기와 k 번째 유니캐스트 수신기 사이의 채널과 송신기와 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 l 번째 수신기 사이의 채널 행렬을 각각 \mathbf{H}_k 와 $\mathbf{G}_{l,k}$ 로 나타내면, k 번째 유니캐스트 수신기에서의 수신신호 벡터 \mathbf{y}_k 와 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 l 번째 수신기에서의 수신신호 벡터 $\mathbf{y}_{l,k}$ 는 다음과 같이 표현된다.

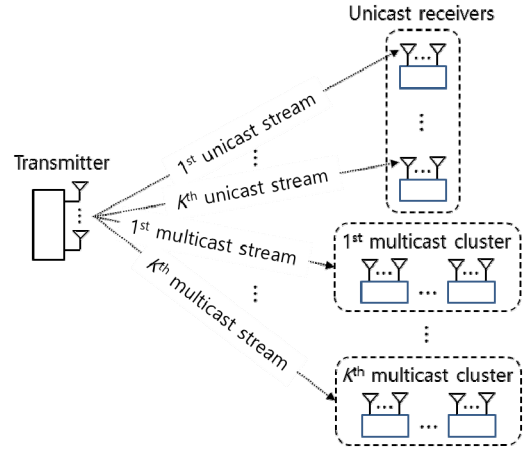


Fig. 1. System model for transmitting multiple unicast and multicast streams

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k s_k + \mathbf{H}_k \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{p}_i s_i + \mathbf{n}_k, \quad (1)$$

$$\mathbf{y}_{l,k} = \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{p}_k s_k + \mathbf{G}_{l,k} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{p}_i s_i + \mathbf{n}_{l,k}$$

여기서 $\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_K$ 는 송신기의 송신 빔포밍 벡터이고 \mathbf{n}_k 와 $\mathbf{n}_{l,k}$ 는 해당 수신기에서의 백색 가우시안 잡음 (white Gaussian noise) 벡터이다. 이 잡음 벡터들의 각 성분은 동일하게 평균 0과 분산 σ_n^2 을 갖는다. 그리고 송신 데이터 s_k 는 전력 영역에서의 비직교 다중접속 방식 [7]에 따라 다음과 같이 표현된다.

$$s_k = \alpha_{k,1} d_{k,U} + \alpha_{k,2} d_{k,M}, \quad 1 \leq k \leq K. \quad (2)$$

여기서 $d_{k,U}$ 는 k 번째 유니캐스트 수신기를 위한 전송 데이터이고 $d_{k,M}$ 는 k 번째 멀티캐스트 클러스터를 위한 전송 데이터이다. 또한 $\alpha_{k,1}$ 과 $\alpha_{k,2}$ 는 송신전력 할당 계수로 $\alpha_{k,1}^2 + \alpha_{k,2}^2 = 1$ 을 만족하도록 설정된다.

한편 각 수신기에서는 수신기 간 간섭을 제거하기 위해 다음과 같이 수신 빔포밍 벡터 \mathbf{w}_k 와 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 적용한다.

$$\mathbf{w}_k^H \mathbf{y}_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k s_k + \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{p}_i s_i + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_k,$$

$$\mathbf{w}_{l,i}^H \mathbf{y}_{l,k} = \mathbf{w}_{l,i}^H \mathbf{G}_{l,i} \mathbf{p}_k s_k + \mathbf{w}_{l,i}^H \mathbf{G}_{l,i} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{p}_i s_i + \mathbf{w}_{l,i}^H \mathbf{n}_{l,k}. \quad (3)$$

여기서 위첨자 H 는 공액 전치 (conjugate transpose) 를 의미한다. 이렇게 간섭이 제거된 수신신호로부터 k 번째 유니캐스트 수신기와 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 l 번째 수신기는 연속적인 간섭 제거를 이용하여 자신의 데이터를 복원한다. 이 시스템을 통해 달성할 수 있는 k 번째 유니캐스트 수신기의 데이터 윌 $R_{k,U}$ 과 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 데이터 윌 $R_{k,M}$ 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} R_{k,U} &= \log_2 \left[\frac{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k|^2 \alpha_{k,1}^2 \sigma_d^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{w}_k\|^2} \right], \\ R_{k,M}^{(l)} &= \log_2 \left[\frac{|\mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{p}_k|^2 \alpha_{k,2}^2 \sigma_d^2}{|\mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{p}_k|^2 \alpha_{k,1}^2 \sigma_d^2 + \sigma_n^2 \|\mathbf{w}_{l,k}\|^2} \right], \\ R_{k,M} &= \min \{ R_{k,M}^{(1)}, R_{k,M}^{(2)}, \dots, R_{k,M}^{(L_k)} \}. \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $\min\{\}$ 는 최솟값을 갖는 원소를 의미하고 $\frac{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k|}{\|\mathbf{w}_k\|} \geq \frac{|\mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{p}_k|}{\|\mathbf{w}_{l,k}\|}$ 을 가정하며 $|d_{k,U}|^2$ 의 기댓값 ($E\{|d_{k,U}|^2\}$)과 $|d_{k,M}|^2$ 의 기댓값 ($E\{|d_{k,M}|^2\}$)은 σ_d^2 과 같다. 따라서 이 시스템에 의해 달성 가능한 총합 데이터 윌 R_{NOMA} 은 다음과 같이 표현된다.

$$R_{NOMA} = \sum_{k=1}^K R_{k,U} + R_{k,M}. \quad (5)$$

이 총합 데이터 윌을 달성하기 위해서는 유니캐스트 수신기 간 간섭과 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하는 것이 중요하다. 다음 절에서는 이러한 간섭을 효과적으로 제거하기 위해 제안하는 송신 및 수신 빔포밍 벡터 설계 기법을 설명한다.

3. 채널정렬 기반 다중 유니캐스트 및 멀티캐스트 스트림 동시 전송

유니캐스트 수신기 간 간섭과 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하기 위한 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 와 수신 빔포밍 벡터 \mathbf{w}_k 및 $\mathbf{w}_{l,k}$ 의 설계는 다음과 같이 3단계로 구현된다. 첫 번째 단계로 각 멀티캐스트 클러스터 내에서 송

신기와 모든 수신기들 사이의 채널들이 단일 유효채널로 정렬되도록 멀티캐스트 수신 빔포밍 벡터 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 설계한다. 즉, $k=1, 2, \dots, K$ 에 대해 다음의 조건을 만족시키는 $\mathbf{w}_{1,k}, \mathbf{w}_{2,k}, \dots, \mathbf{w}_{L_k,k}$ 을 구한다.

$$\mathbf{w}_{1,k}^H \mathbf{G}_{1,k} = \mathbf{w}_{2,k}^H \mathbf{G}_{2,k} = \dots = \mathbf{w}_{L_k,k}^H \mathbf{G}_{L_k,k}. \quad (6)$$

$(L_k-1)M \times N$ 행렬 $\mathbf{A}_k = [\mathbf{G}_{1,k} \ \mathbf{G}_{1,k} \ \dots \ \mathbf{G}_{1,k}]^H$ 이고 $(L_k-1)M \times (L_k-1)N$ 행렬 \mathbf{B}_k 가 주대각선 원소로 $-\mathbf{G}_{2,k}^H, -\mathbf{G}_{3,k}^H, \dots, -\mathbf{G}_{L_k,k}^H$ 을 갖는 블록대각행렬이라고 할 때, 식 (6)은 다음과 같이 행렬 형식으로 다시 표현할 수 있다.

$$[\mathbf{A}_k \ \mathbf{B}_k] \tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{0}. \quad (7)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{w}}_k = [\mathbf{w}_{1,k}^H \ \mathbf{w}_{2,k}^H \ \dots \ \mathbf{w}_{L_k,k}^H]^H$ 이다. 따라서 $(L_k-1)M < L_k N$ 이면 식 (7)을 만족시키는 영벡터 아닌 $\tilde{\mathbf{w}}_k$ 가 존재한다. 만일 행렬 $[\mathbf{A}_k \ \mathbf{B}_k]$ 의 0의 특이값 (singular value)에 상응하는 $L_k(N-M) + M$ 개의 오른쪽 특이벡터 (right singular vector)들을 열 (column)로 갖는 행렬에서 $(l-1)N + 1$ 번째 행부터 lN 번째 행까지 추출하여 구성된 부행렬 (submatrix)을 $\mathbf{V}_{l,k}$ 라 하면 $\mathbf{w}_{l,k}$ 는

$$\mathbf{w}_{l,k} = \mathbf{V}_{l,k} \mathbf{e}_k \quad (8)$$

로 주어진다. 여기서 벡터 \mathbf{e}_k 는 영벡터 아닌 임의의 벡터이다.

두 번째 단계에서는 첫 번째 단계에서 정렬된 유효채널 정보를 이용하여 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 을 구한다. 즉, 식 (6)에서 주어진 것처럼 정렬된 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 유효채널 벡터를 \mathbf{g}_k 라 하면 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하기 위해서는 \mathbf{p}_k 가

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_k^H &= [\mathbf{g}_1^H \ \mathbf{g}_2^H \ \dots \ \mathbf{g}_{k-1}^H \ \mathbf{g}_{k+1}^H \ \dots \ \mathbf{g}_K^H]^H, \\ \mathbf{C}_k \mathbf{p}_k &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (9)$$

을 만족해야 한다. 따라서 $M \geq K$ 이면 식 (8)을 만족시키는 영벡터 아닌 \mathbf{p}_k 가 존재한다. 만일 행렬 \mathbf{C}_k^H 의 0의

특이값에 상응하는 $M-K+1$ 개의 오른쪽 특이벡터들을 열로 갖는 행렬을 $\tilde{\mathbf{V}}_k$ 로 표시하면 \mathbf{p}_k 는

$$\mathbf{p}_k = \tilde{\mathbf{V}}_k \mathbf{f}_k \quad (10)$$

로 주어진다. 여기서 벡터 \mathbf{f}_k 는 영벡터 아닌 임의의 벡터이다. 또한 \mathbf{f}_k 와 식 (8)의 \mathbf{e}_k 는 식 (4)에 주어진 $R_{k,M}^{(l)}$ 을 최대화하도록 최적화될 수 있다. 즉, $R_{k,M}^{(l)}$ 은 $\frac{|\mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{p}_k|^2}{\|\mathbf{w}_{l,k}\|^2}$ 에 대해 증가함수이므로 다음에 주어진 과정을 순차적으로 반복 적용하여 \mathbf{e}_k 와 \mathbf{f}_k 을 최적화할 수 있다.

① \mathbf{e}_k 에 임의의 초기값 $\mathbf{e}_k^{(0)}$ 을 할당하고 $n=0$ 으로 설정한다.

② $\mathbf{f}_k^{(n)} = \frac{\tilde{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{G}_{l,k}^H \mathbf{V}_{l,k} \mathbf{e}_k^{(n)}}{\|\tilde{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{G}_{l,k}^H \mathbf{V}_{l,k} \mathbf{e}_k^{(n)}\|}$ 로 구하고 n 을 1만큼 증가시킨다.

③ $\mathbf{e}_k^{(n)} = \mathbf{V}_{l,k}^H \mathbf{G}_{l,k} \tilde{\mathbf{V}}_k \mathbf{f}_k^{(n-1)}$ 로 구하고 ②로 돌아가서 $\mathbf{f}_k^{(n)}$ 을 구한다.

위의 과정은 사전에 설정한 오차범위 ϵ_1, ϵ_2 에 대해 $\|\mathbf{e}_k^{(n)} - \mathbf{e}_k^{(n-1)}\| < \epsilon_1$ 와 $\|\mathbf{f}_k^{(n)} - \mathbf{f}_k^{(n-1)}\| < \epsilon_2$ 을 만족하거나 n 이 사전에 설정한 반복횟수와 같아질 때까지 반복된다. 이러한 반복 과정을 통해 최종적으로 구해진 $\mathbf{e}_k^{(n)}$ 과 $\mathbf{f}_k^{(n)}$ 는 각각 \mathbf{e}_k 와 \mathbf{f}_k 로 할당된다.

마지막 세 번째 단계로 식 (10)에서 결정된 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 을 이용하여 유니캐스트 수신기 간 간섭을 제거하는 유니캐스트 수신 빔포밍 벡터 \mathbf{w}_k 을 다음과 같이 구한다. 유니캐스트 수신기에서 이 간섭을 제거하기 위해서는 \mathbf{w}_k 가

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_k &= [\mathbf{H}_k \mathbf{p}_1, \mathbf{H}_k \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{H}_k \mathbf{p}_{k-1}, \mathbf{H}_k \mathbf{p}_{k+1}, \dots, \mathbf{H}_k \mathbf{p}_K], \\ \mathbf{w}_k^H \mathbf{E}_k &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

을 만족해야 한다. 따라서 $N \geq K$ 이면 식 (11)을 만족시키는 영벡터 아닌 \mathbf{w}_k 가 존재한다. 만일 행렬 \mathbf{E}_k 의 0의 특이값에 상응하는 $N-K+1$ 개의 왼쪽 특이벡터들을

열로 갖는 행렬을 \mathbf{U}_k 로 표시하면 \mathbf{w}_k 는

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{q}_k \quad (12)$$

로 주어진다. 여기서 벡터 \mathbf{q}_k 는 영벡터 아닌 임의의 벡터이고 식 (4)에 주어진 $R_{k,U}$ 을 최대화하도록 최적화될 수 있다. 즉, $R_{k,U}$ 은 $\frac{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k|^2}{\|\mathbf{w}_k\|^2}$ 에 대해 증가함수이므로 \mathbf{q}_k 는 $\|\mathbf{w}_k\| = 1$ 로 정규화 하여

$$\mathbf{q}_k = \frac{\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k}{\|\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k\|} \quad (13)$$

로 주어진다.

위에서 제안한 비직교 다중접속 방식을 위한 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 와 수신 빔포밍 벡터 $\mathbf{w}_{l,k}$ 및 \mathbf{w}_k 의 설계 절차를 요약하면 다음과 같다.

- (i) 송신기는 멀티캐스트 클러스터 내 수신기들로부터의 채널피드백 정보를 이용하여 식 (7)에 주어진 행렬 $[\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k]$ 을 구성하고 이것으로부터 식 (8)과 같이 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 구한다.
- (ii) 송신기는 (i)에서 구한 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 이용하여 식 (9)에 주어진 행렬 \mathbf{C}_k 을 구성하고 이것으로부터 식 (10)과 같이 \mathbf{p}_k 을 구한다. 이때 위에서 주어진 ①-③의 과정을 반복적으로 수행하여 $\mathbf{w}_{l,k}$ 와 \mathbf{p}_k 을 최적화하고 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 k 번째 멀티캐스트 클러스터의 l 번째 수신기에게 통보한다.
- (iii) 각 유니캐스트 수신기는 채널추정을 통해 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 로 프리코딩된 유효수신채널 정보를 획득하여 식 (11) 주어진 행렬 \mathbf{E}_k 을 구성하고 이것으로부터 식 (12) 및 (13)과 같이 \mathbf{w}_k 을 구한다.

한편 높은 SNR 영역에서는 간섭이 시스템 성능에 큰 영향을 주지만 낮은 SNR 영역에서는 간섭보다는 잡음이 더 큰 영향을 준다. 따라서 위에서 제안한 비직교 다중접속 방식이 간섭을 효과적으로 제거하여 높은 SNR에서는 우수한 성능을 달성할 수 있으나 낮은 SNR에서는 간섭 제거보다 잡음대비 수신신호의 전력을 향상하는 기술이 더 나은 성능을 달성할 것으로 예상된다. 즉, 기존의 직교

다중접속 방식과 같이 멀티캐스트 클러스터 및 유니캐스트 수신기 간 간섭은 주파수 혹은 시간 등의 무선자원을 배타적으로 할당하여 회피하고 송수신 안테나 자원을 간섭 제거 대신 수신신호전력을 향상하는데 사용하는 것이 유리하다. 이러한 점을 고려하여 전체 SNR 영역에서 우수한 성능을 달성하고자 다음과 같은 절차에 따라 수행되는 하이브리드 방법 또한 제안한다.

- (i) 제안한 비직교 다중접속 방법을 통해 송신기는 송신 빔포밍 벡터 \mathbf{p}_k 와 수신 빔포밍 벡터 $\mathbf{w}_{l,k}$ 을 구한다. 그리고 \mathbf{p}_k 는 모든 수신기에게 통보하고 $\mathbf{w}_{l,k}$ 는 해당 수신기에만 통보한다.
- (ii) 유니캐스트 수신기는 수신한 \mathbf{p}_k 와 채널정보 \mathbf{H}_k 을 이용하여 식 (11)-(13)에 따라 \mathbf{w}_k 구한다. 그리고 획득한 송신 및 수신 빔포밍 벡터와 채널 및 수신 잡음 정보 등을 사용하여 식 (4)에 주어진 $R_{k,U}$ 와 다음의 식 (14)에 주어진 $S_{k,U}$ 를 계산하여 송신기로 피드백 한다.

$$S_{k,U} = \frac{1}{2K} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right]. \quad (14)$$

또한 멀티캐스트 클러스터의 수신기들도 수신한 송신 및 수신 빔포밍 벡터와 채널 및 수신 잡음 정보 등을 사용하여 식 (4)에 주어진 $R_{k,M}^{(l)}$ 와 다음의 식 (15)에 주어진 $S_{k,M}^{(l)}$ 을 계산하여 송신기로 피드백 한다.

$$S_{k,M}^{(l)} = \frac{1}{2K} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} \mathbf{G}_{l,k} \mathbf{G}_{l,k}^H \right) \right]. \quad (15)$$

- (iii) 송신기는 수신한 $R_{k,U}$, $S_{k,U}$, $R_{k,M}^{(l)}$, $S_{k,M}^{(l)}$ 등을 이용하여 식 (4)에 주어진 $R_{k,M}$ 과 식 (5)에 주어진 R_{NOMA} 을 구하고 다음과 같이 $S_{k,M}$ 과 S_{OMA} 을 구한다.

$$S_{k,M} = \min \{ S_{k,M}^{(1)}, S_{k,M}^{(2)}, \dots, S_{k,M}^{(L_k)} \}. \quad (16)$$

$$S_{OMA} = \sum_{k=1}^K S_{k,U} + S_{k,M}. \quad (17)$$

또한 송신기는 R_{NOMA} 과 S_{OMA} 을 비교하여

$R_{NOMA} > S_{OMA}$ 이면 제안한 비직교 다중접속 방법으로, $R_{NOMA} \leq S_{OMA}$ 이면 기존의 직교 다중접속 방법으로 전송방식을 결정하여 모든 수신기에게 통보한다.

- (iv) 각 수신기는 전송방식 정보를 수신하고 그 방식에 따른 수신준비완료 신호를 송신기에게 보낸다.
- (v) 송신기는 모든 수신기로부터 수신준비완료 신호를 수신한 후 유니캐스트와 멀티캐스트 데이터 스트림의 전송을 시작한다.

4. 시뮬레이션 결과

이 절에서는 제안한 비직교 다중접속 방법 (NOMA method)과 하이브리드 방법 (Hybrid method) 그리고 기존의 직교 다중접속 방법 (OMA method)의 총합 데이터 율 성능을 비교 평가한다. 이를 위해 두 가지 시스템을 고려한다. 즉, 송신기와 수신기 모두 2개의 안테나를 채용하는 시스템 (그림에서 '2 antennas'로 표시)과 송신기와 수신기 모두 4개의 안테나를 채용하는 시스템 (그림에서 '4 antennas'로 표시)이다. 송신기와 수신기 사이의 전송 채널은 경로 손실 지수 (path loss exponent)가 3.8인 레일리 페이딩 (Rayleigh fading) 채널 모델을 이용한다. 유니캐스트 수신기들은 송신기로부터 d_1 m 떨어져 있고 멀티캐스트 수신기들은 송신기로부터 d_2 m 떨어져 있으며 각 멀티캐스트 클러스터의 수신기 수는 L 개로 동일하다. 유니캐스트 데이터와 멀티캐스트 데이터를 위한 송신전력 할당 계수 $\alpha_{k,1}$ 과 $\alpha_{k,2}$ 는 $\alpha_{k,1}^2 + \alpha_{k,2}^2 = 1$ 의 조건이 만족하도록 각각 $\sqrt{0.35}$ 와 $\sqrt{0.65}$ 로 설정한다. 그리고 다음에 주어지는 성능 그래프들에서의 SNR은 유니캐스트 수신기에서 측정된 신호 대 잡음비를 의미하고 총합 데이터 율은 레일리 페이딩에 따라 랜덤하게 생성된 2000개의 채널 값에 대해 획득한 총합 데이터 율을 평균하여 구한다.

그림 2는 $d_1 = 1$, $d_2 = 10$, $L = 2$ 인 경우에 대해 SNR에 따른 제안 방법과 기존 방법의 총합 데이터 율 성능을 보인다. 성능 비교를 위해 두 가지 시스템이 고려되었다. 이 그림에서 보는 바와 같이 모든 시스템에 대해 높은 SNR 영역에서 제안 방법인 NOMA method가 기존 방법인 OMA method보다 우수한 성능을 달성한다. 그러나 예상한 바와 같이 낮은 SNR 영역에서는 OMA method가 향상된 성능을 보인다. 이것은 SNR이 낮은 경우에는 가용한 자원을 간섭 제거보다는 수신신호전력

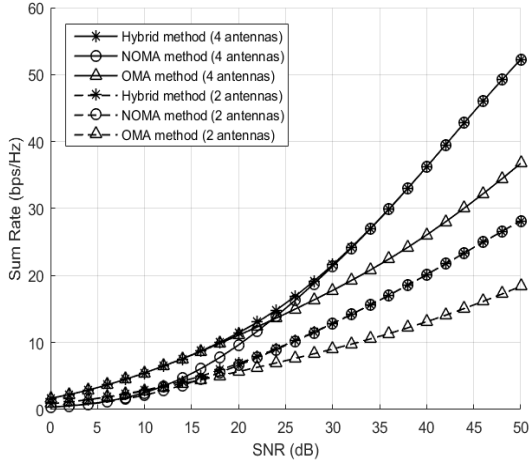


Fig. 2. Comparison of the sum rate performances for the proposed methods (NOMA method and Hybrid method) and the existing method (OMA method) according to SNR

항상에 이용하는 것이 효과적이라는 것을 의미한다. 따라서 제안한 하이브리드 방법은 NOMA method와 OMA method의 장점을 결합하여 전체 SNR 영역에서 우수한 성능을 달성한다. 즉, 이 방법은 주어진 채널상태에 따라 적응적으로 낮은 SNR에서는 간섭 제거보다 수신신호전력을 향상하는 OMA method를 선택하고 높은 SNR에서

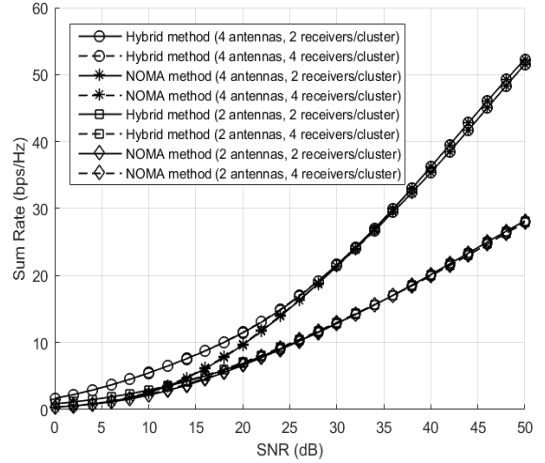


Fig. 3. Comparison of the sum rate performances for the proposed methods with different number of receivers per multicast cluster according to SNR

서는 효과적으로 간섭을 제거하는 NOMA method를 선택하여 적용함으로써 전체 SNR 영역에서 지속적으로 향상된 총합 데이터 율을 획득한다.

또한 높은 SNR 영역에서 4개의 안테나를 채용하는 시스템과 2개의 안테나를 채용하는 시스템의 성능을 비교하면, 4개의 안테나를 채용하는 시스템에서의 NOMA

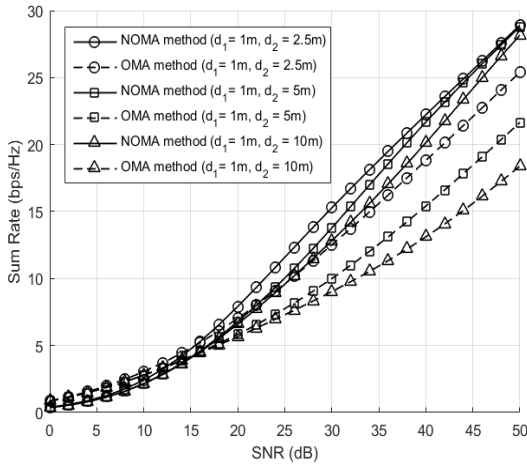


Fig. 4. Comparison of the sum rate performances according to SNR when the transmitter and the receivers are all equipped with 2 antennas and the distance d_2 increases from 2.5 to 10 with the distance d_1 fixed at 1

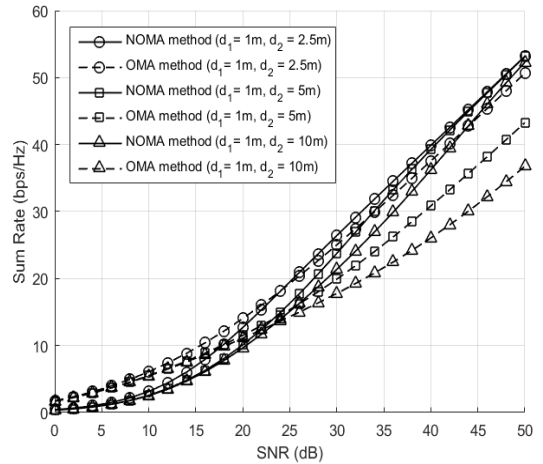


Fig. 5. Comparison of the sum rate performances according to SNR when the transmitter and the receivers are all equipped with 4 antennas and the distance d_2 increases from 2.5 to 10 with the distance d_1 fixed at 1

method와 OMA method 간 성능차이가 2개의 안테나를 채용하는 시스템에서의 성능차이보다 큼을 확인할 수 있다. 이것은 전자의 시스템이 후자의 시스템보다 다중화 이득 (multiplexing gain)을 2배 향상시킬 수 있기 때문이다. 따라서 사용 안테나의 수가 증가할 수 높은 SNR에서의 제안한 NOMA method와 기존의 OMA method 간의 성능격차는 지속적으로 확대된다.

그림 3은 멀티캐스트 클러스터 내 수신기의 개수가 제안 방식의 성능에 미치는 영향을 분석하기 위해 SNR에 따른 제안 방식의 총합 데이터 율을 나타낸다. 이 그림에서 보는 바와 같이 2개의 안테나를 채용하는 시스템과 4개의 안테나를 채용하는 시스템 모두 클러스터 당 2개의 수신기가 있을 때 (2 receivers/cluster)와 4개의 수신기가 있는 때 (4 receivers/cluster) 거의 동일한 성능을 획득한다. 이것은 제안 방식이 클러스터 내 수신기들의 채널을 정렬하는 과정에서 이득이 큰 채널은 이득을 감소시키고 이득이 작은 채널은 이득을 증가시키는 방향으로 모든 채널을 조절하여 클러스터 내의 수신기 채널수에 무관하게 모든 채널의 특성을 균질화하기 때문이다. 또한 멀티캐스트 데이터 율은 클러스터 내의 수신기들이 달성하는 최소 데이터 율로 결정된다. 따라서 채널정렬을 통한 채널 특성의 균질화는 결과적으로 최소 데이터 율을 획득하는 수신채널의 품질을 향상하여 멀티캐스트 데이터 율의 증가에 기여한다.

그림 4와 5는 송신기와 유니캐스트 수신기 간의 거리 d_1 을 1로 고정하고 송신기와 멀티캐스트 수신기 간의 거리 d_2 을 2.5에서 10으로 변화시킬 때 SNR에 따른 총합 데이터 율 성능을 나타낸다. 그림 4에서는 송신기와 수신기 모두 2개의 안테나를 채용하는 시스템을 고려하고 그림 5에서는 송신기와 수신기 모두 4개의 안테나를 채용하는 시스템을 고려한다. 두 그림에서 보는 바와 같이 d_1 과 d_2 간 거리 간격이 가까울수록 제안 방식과 기존 방식 간 성능 격차가 점차 감소함을 알 수 있다. 이것은 비직교 다중접속 방식의 내재적인 특성에서 기인한다. 즉, 식 (2)에 주어진 송신 데이터 내의 멀티캐스트 데이터 간섭을 유니캐스트 수신기에서 효과적으로 제거하기 위해서는 유니캐스트 수신기와 멀티캐스트 수신기의 수신채널 이득 간 격차가 클수록 유리하다. 따라서 d_1 과 d_2 간 거리 간격이 클수록 수신채널이득 간 격차가 증가하여 비직교 다중접속 방식으로부터 획득할 수 있는 성능이득이 증대된다. 그리고 $d_2 = 2.5$ 일 때 제안 방식과 기존 방식 모두 가장 우수한 총합 데이터 율을 달성한다. 이것은 유

니캐스트 수신기와 멀티캐스트 수신기 모두 송신기에 가까이 위치하여 모든 수신기의 수신채널이득이 상대적으로 가장 크기 때문이다.

5. 결론

본 논문은 주파수 효율을 향상하기 위해 동일한 주파수 자원을 활용하여 다중 유니캐스트와 멀티캐스트 스트림을 동시에 전송하는 비직교 다중접속 방법을 제안하였다. 이 방법에서 멀티캐스트 클러스터 내 수신기들은 자신의 채널을 정렬하는 수신 빔포밍 벡터를 사용한다. 기지국은 멀티캐스트 클러스터 간 간섭을 제거하기 위해 정렬된 채널 정보를 이용하여 송신 빔포밍 벡터를 설계한다. 또한 유니캐스트 수신기는 송신 빔포밍 벡터와 결합된 유효수신채널 정보를 이용하여 유니캐스트 수신기 간 간섭을 제거하는 수신 빔포밍 벡터를 설계한다. 이처럼 제안 방법은 간섭을 효과적으로 제거하여 높은 SNR 영역에서 기존 방법보다 우수한 총합 데이터 율을 달성함을 시뮬레이션을 통해 보였다. 그리고 낮은 SNR 영역에서도 개선된 성능을 획득하기 위해 제안한 비직교 다중접속 방법과 기존의 직교 다중접속 방법의 장점을 결합하는 하이브리드 방법 역시 제안하였다. 이 방법은 채널상태에 따라 낮은 SNR에서는 수신신호전력을 향상하는 기존의 직교 다중접속 방법을 선택하고 높은 SNR에서는 효과적으로 간섭을 제거하는 제안한 비직교 다중접속 방법을 선택하여 적용한다. 이와 같은 하이브리드 방법의 적응적인 전송으로 인해 전체 SNR 영역에서 지속적으로 우수한 총합 데이터 율 성능을 달성함을 시뮬레이션을 통해 보였다.

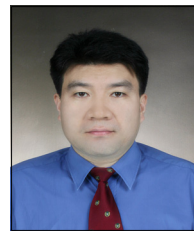
References

- [1] Cisco, "Cisco Annual Internet Report (2018-2023)," White Paper, March 2020.
- [2] H. Viswanathan and P. E. Mogensen, "Communications in the 6G era," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 57063 - 57074, March 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2981745>
- [3] M. Giordani, M. Polese, M. Mezzavilla, S. Rangan, and M. Zorzi, "Toward 6G networks: Use cases and technologies," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 58, no. 3, pp. 55-61, March 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900411>

- [4] P. Yang, Y. Xiao, M. Xiao, and S. Li, "6G wireless communications: Vision and potential techniques," *IEEE Network*, vol. 33, no. 4, pp. 70-75, July 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/MNET.2019.1800418>
- [5] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736761>
- [6] D. Kim, H. Lee, and D. Hong, "A survey of in-band full-duplex transmission: From the perspective of phy and mac layers," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 17, no. 4, pp. 2017-2046, Nov. 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2403614>
- [7] S. M. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, and K.-S. Kwak, "Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 19, no. 2, pp. 721-742, June 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2621116>
- [8] M. Zeng, A. Yadav, P. Fan, O. A. Dobre, G. I. Tsiropoulos, and H. V. Poor, "Capacity comparison between MIMO-NOMA and MIMO-OMA with multiple users in a cluster," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 35, no. 10, pp. 2413-2424, Oct. 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2725879>
- [9] Q. Wang, R. Zhang, L.-L. Yang, and L. Hanzo, "Non-orthogonal multiple access: A unified perspective," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 10-16, April 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWC.2018.1700070>
- [10] K. Yang, N. Yang, N. Ye, M. Jia, Z. Gao, and R. Fan, "Non-orthogonal multiple access: Achieving sustainable future radio access," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 57, no. 2, pp. 116-121, Feb. 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1800179>
- [11] Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, and K. Higuchi, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, Dresden, Germany, June 2013, pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/VTCspring.2013.6692652>
- [12] K. Higuchi and Y. Kishiyama, "Non-orthogonal multiple access using intra-beam superposition coding and successive interference cancellation for cellular MIMO Downlink," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E98-B, no. 9, pp. 1888-1895, Sept. 2015. DOI: <https://doi.org/10.1587/transcom.E98.B.1888>
- [13] Z. Ding, F. Adachi, and H. V. Poor, "The application of MIMO to non-orthogonal multiple access," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 1, pp. 537-552, Jan. 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2475746>
- [14] Z. Ding, R. Schober, and H. V. Poor, "A general MIMO framework for NOMA downlink and uplink transmission based on signal alignment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 4438-4454, June 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2542066>
- [15] J. Choi, "Minimum power multicast beamforming with superposition coding for multiresolution broadcast and application to NOMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 3, pp. 791-800, March 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2394393>
- [16] J. Montalban, P. Scopelliti, M. Fadda, E. Iradier, C. Desogus, P. Angueira, M. Murrioni, and G. Araniti, "Multimedia multicast services in 5G networks: Subgrouping and non-orthogonal multiple access techniques," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 3, pp. 91-95, March 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700660>
- [17] G. Araniti, M. Condoluci, M. Cotronei, A. Iera, and A. Molinaro, "A solution to the multicast subgroup formation problem in LTE systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 4, no. 2, pp. 149-152, April 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2387824>
- [18] Z. Yang, J. A. Hussein, P. Xu, Z. Ding, and Y. Wu, "Power allocation study for non-orthogonal multiple access networks with multicast-unicast transmission," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 6, pp. 3588-3599, June 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2806972>

신 창 용(Changyong Shin)

[정회원]



- 2006년 12월 : Univ. of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
- 2007년 4월 ~ 2013년 10월 : 삼성종합기술원 Future IT 연구소 전문연구원

- 2013년 11월 ~ 2014년 2월 : 삼성전자 Digital Media & Communications (DMC) 연구소 수석연구원
- 2014년 3월 ~ 현재 : 선문대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야>

무선통신, 통신신호처리, 정보통신