

## 간섭이 존재하는 비직교 다중접속 시스템에서 데이터 전송률 공정성 개선을 위한 전력 할당 기법

이인호\*

### Power Allocation Scheme to Enhance Data-Rate Fairness for Non-orthogonal Multiple Access Systems in the Presence of Interference

In-Ho Lee\*

\*Associate Professor, Department of Electrical, Electronic and Control Engineering, Hankyong National University, Anseong, 17579 Korea

#### 요 약

본 논문에서는 비직교 다중접속 시스템의 주파수 효율성 최대화를 위하여 다른 송신기가 동일한 주파수 대역에서 신호를 전송할 수 있다고 가정한다. 그리고 비직교 다중접속 시스템의 총 데이터 전송률의 최대화가 아닌 수신기의 데이터 전송률의 공정성 성능 개선에 집중한다. 따라서 본 논문에서는 간섭이 존재하는 비직교 다중접속 시스템을 고려하여 수신기의 평균 데이터 전송률에 대한 공정성 성능을 개선하기 위한 전력 할당 기법을 제안한다. 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 수신기의 평균 데이터 전송률을 정의하고, 높은 신호 대 잡음비의 근사법을 이용하여 평균 데이터 전송률의 공정성 성능을 개선하기 위한 전력 할당 계수를 유도한다. 또한, 시뮬레이션을 통해 제안하는 전력 할당 기법이 간섭을 갖는 비직교 다중접속 시스템에서 데이터 전송률의 공정성 성능을 개선할 수 있음을 보인다.

#### ABSTRACT

In this paper, we assume that another transmitter can transmit its data signal in the same frequency band in order to maximize the frequency efficiency of non-orthogonal multiple access(NOMA) systems. We also focus on the improvement in fairness performance of receiver's data rates, not the maximization of sum data rate for NOMA systems. Thus, in this paper, we propose a power allocation scheme to enhance the fairness performance of average data rates of receivers considering the NOMA systems in the presence of interference. Assuming Rayleigh fading channels, the average data rates of receivers are defined, and the power allocation coefficients to improve the data-rate fairness are derived by using high signal-to-noise power ratio approximation. In addition, through simulations, it is shown that the proposed power allocation scheme can improve the data-rate fairness in the NOMA system with interference.

**키워드** : 데이터 전송률 공정성, 간섭 전력, 비직교 다중접속, 전력 할당 기법

**Keywords** : Data-rate fairness, Interference power, Non-orthogonal multiple access, Power allocation scheme

Received 18 July 2019, Revised 1 August 2019, Accepted 7 September 2019

\* Corresponding Author In-Ho Lee (E-mail: ihlee@hknu.ac.kr, Tel:+82-31-670-5197)

Associate Professor, Department of Electrical, Electronic and Control Engineering, Hankyong National University, Anseong, 17579 Korea

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkiice.2019.23.11.1407>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.  
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

## I. 서론

비직교 다중접속 기법은 다수의 수신기에 동시에 독립적인 데이터 신호를 전송함으로써 주파수 효율성을 향상시킬 수 있다[1,2]. 또한 비직교 다중접속 기법은 공간, 주파수, 시간 차원이 아닌 송신전력 차원에서 다중접속을 수행하기 때문에 기존의 다양한 시스템에 적용이 가능하다. 대표적인 예로는 다중안테나를 이용하는 비직교 다중접속 기법[3], 무선 중계 기반의 비직교 다중접속 기법[4], 이종 네트워크에서의 비직교 다중접속 기법[5], 무선 백홀 네트워크에서의 비직교 다중접속 기법[6] 등이 있다.

기존의 비직교 다중접속 기법 연구는 모든 수신기의 데이터 전송률을 모두 합한 총 데이터 전송률의 최대화에 집중되었다. 그러나 이로 인하여 각 수신기의 데이터 전송률에 대한 공정성 성능의 저하를 초래한다. 이러한 공정성 문제를 해결하기 위하여 [7]에서 데이터 전송률의 공정성 성능 개선을 위한 전력 할당 기법을 제안하였다.

본 논문에서는 [8]과 같이 시스템의 주파수 효율성 극대화를 위하여 인근 송신기가 동일한 주파수 대역에서 신호를 전송하는 것을 허용하여 간섭이 존재하는 비직교 다중접속 시스템을 고려한다. 그리고 간섭이 존재하는 시스템에서 데이터 전송률의 공정성 성능 개선을 위한 전력 할당 기법을 제안한다. 시뮬레이션을 통해 제안하는 전력 할당 기법과 기존 전력 할당 기법[7]의 데이터 전송률 결과를 비교하여 간섭이 존재하는 환경에서 제안하는 기법에 대한 공정성 성능이 우수함을 입증한다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 간섭을 고려하지 않는 [7]의 시스템 모델을 확장하여, 그림 1과 같이 두 개의 수신기에서 간섭이 존재하는 환경을 가정하고 하나의 송신기와 두 개의 수신기간 비직교 다중접속 전송을 고려한다. 송신기와 수신기 1, 수신기 2간 복소 채널 계수는 각각  $h_1$ 과  $h_2$ 이라 하고, 상호 독립인 레일레이 분포를 따른다고 가정한다. 각 채널의 평균 전력은  $\beta_1$ 와  $\beta_2$ 이라 한다.

수신기 1과 수신기 2에 수신되는 간섭의 채널은 각각  $q_1$ 과  $q_2$ 이라 하고, 각 간섭 채널의 평균 전력은  $m_1$ 과  $m_2$ 이며 상호 독립인 레일레이 분포를 따른다고 가정한다.

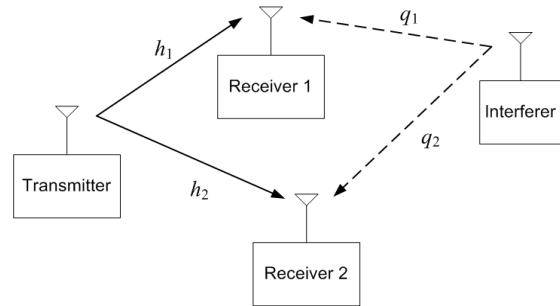


Fig. 1 Non-orthogonal multiple access system with a transmitter, two receivers, and an interferer

본 논문에서 고려하는 비직교 다중접속 기법은 수신기 1과 수신기 2의 데이터 신호를 동시에 전송하며, 수신기 1과 수신기 2는 무선 채널 전력을 기반으로 상이한 디코딩을 수행한다. 따라서 본 논문에서는 수신기의 디코딩 동작을 구분하기 위하여  $|h_1|^2 > |h_2|^2$ 을 가정한다.

비직교 다중접속 시스템에서 송신기는 수신기 1과 수신기 2의 데이터 신호를 상이한 전력으로 중첩하여 전송하고, 이 때 간섭 신호가 동시에 수신된다. 따라서 각 수신기에서 수신하는 신호는 다음과 같다.

$$y_i = h_i(\sqrt{a_1 P} s_1 + \sqrt{a_2 P} s_2) + q_i \sqrt{P} x + n_i, \quad i = 1, 2. \quad (1)$$

여기서,  $y_i$ 는 수신기  $i$ 에서의 수신 신호이고, 평균 전력이 1인  $s_i$ 는 수신기  $i$ 의 데이터 신호이고, 평균 전력이 1인  $x$ 는 간섭 신호이고,  $n_i$ 는 평균 0, 분산  $\sigma^2$ 인 수신기  $i$ 에 대한 가우시안 잡음이다.  $P$ 는 송신기와 간섭기의 총 송신 전력이고,  $a_i$ 는 수신기  $i$ 의 데이터 신호에 할당된 전력 할당 계수이고,  $a_1 < a_2$ 와  $a_1 + a_2 = 1$ 을 만족한다.

본 논문에서 가정한  $|h_1|^2 > |h_2|^2$ 을 기반으로 수신기 1은 우선 수신된 신호에서  $s_2$ 를 디코딩하고, 디코딩된 신호  $s_2$ 를 간섭 제거 방식을 이용하여 제거한다. 그 다음 자신의 데이터 신호인  $s_1$ 을 디코딩한다. 따라서 식 (1)을 이용하여 간섭 제거를 위하여 디코딩되는  $s_2$ 에 대한 수신 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)는 다음과 같다.

$$\gamma_{1,I} = \frac{g_1 a_2 \rho}{g_1 a_1 \rho + k_1 \rho + 1}. \quad (2)$$

완벽한 간섭 제거를 가정하면, 식 (1)을 이용하여 수신기 1의 데이터 신호인  $s_1$ 에 대한 수신 SNR은 다음과 같다.

$$\gamma_1 = \frac{g_1 a_1 \rho}{k_1 \rho + 1} \quad (3)$$

여기서,  $g_1 = |h_1|^2$ 이고,  $k_1 = |q_1|^2$ 이고,  $\rho = P/\sigma^2$ 이다. 반면에 수신기 2는 수신기 1의 데이터 신호인  $s_1$ 을 단순히 잡음으로 고려하여 자신의 데이터 신호인  $s_2$ 를 디코딩한다. 따라서 식 (1)을 이용하여 수신기 2의 데이터 신호인  $s_2$ 에 대한 수신 SNR은 다음과 같이 얻는다.

$$\gamma_2 = \frac{g_2 a_2 \rho}{g_2 a_1 \rho + k_2 \rho + 1} \quad (4)$$

여기서,  $g_2 = |h_2|^2$ 이고,  $k_2 = |q_2|^2$ 이다. 따라서 식 (3)과 식 (4)으로부터 수신기 1과 수신기 2의 데이터 전송률은 다음과 같다.

$$R_i = \log_2(1 + \gamma_i), \quad i = 1, 2. \quad (5)$$

수신기 1에서 가정한 데이터 신호  $s_2$ 의 완벽한 간섭 제거를 위하여 수신기 2의 데이터 전송률은 다음과 같이 다시 표현된다.

$$R_2 = \min\{\log_2(1 + \gamma_{1,1}), \log_2(1 + \gamma_2)\}. \quad (6)$$

식 (6)은 수신기 1과 수신기 2에서 모두 데이터 신호  $s_2$ 의 성공적인 디코딩을 위한 수신기 2의 데이터 전송률을 의미한다.

### III. 평균 데이터 전송률과 공정성 기반 전력 할당 기법

식 (5)와 식 (6)으로부터 수신기 1과 수신기 2의 평균 데이터 전송률은 각각  $E[R_1]$ 과  $E[R_2]$ 와 같이 표현된다. 여기서,  $E[\cdot]$ 는 평균 연산을 의미한다. 비직교 다중접속 시스템에서는 수신기 1과 수신기 2의 평균 데이터 전송률의 차이가 발생할 수 있으며, 이것은 두 수신기간 데이터 전송률 공정성 성능의 저하를 초래한다. 따라서

$E[R_1]$ 과  $E[R_2]$ 간 차이를 줄여 수신기간 공정성 성능을 개선하기 위한 전력 할당 기법을 제안한다.

데이터 전송률의 공정성 성능의 최대화 조건은  $E[R_1] = E[R_2]$ 이며, 본 논문에서는 이 조건을 만족하는 전력 할당 계수  $a_1$ 과  $a_2$ 를 유도한다.  $E[R_1]$ 과  $E[R_2]$ 의 수학적 유도를 위하여 높은 SNR 근사법(즉,  $\rho \rightarrow \infty$ )을 이용하고, 식 (6)의  $R_2$ 는 상한 식(upper bound)인  $\log_2(1 + \gamma_2)$ 을 대신 이용한다. 따라서 높은 SNR 근사법을 적용하여 식 (3)과 식 (4)의 수신 SNR은 다음과 같이 다시 표현된다.

$$\gamma_1 \approx \frac{g_1 a_1}{k_1}, \quad (7)$$

$$\gamma_2 \approx \frac{g_2 a_2}{g_2 a_1 + k_2}. \quad (8)$$

이후부터 근사법이 적용된 식 (7)과 식 (8)의 수신 SNR을  $\Gamma_1$ 과  $\Gamma_2$ 이라 하자. 따라서,  $E[R_1] = E[R_2]$  조건은 다음과 같이 근사적으로 유도된다.

$$\begin{aligned} E[\log_2(1 + \Gamma_1)] &= E[\log_2(1 + \Gamma_2)] \\ \Rightarrow E[\log_2(g_1 a_1 + k_1)] &- E[\log_2(k_1)] \\ &= E[\log_2(g_2 + k_2)] - E[\log_2(g_2 a_1 + k_2)] \\ \Rightarrow E[\log_2(g_1 a_1 + k_1)] &+ E[\log_2(g_2 a_1 + k_2)] \\ &- E[\log_2(g_2 + k_2)] - E[\log_2(k_1)] = 0. \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)를 만족하는 전력 할당 계수  $a_1$ 를 찾기 위하여 레일레이 채널을 가정하여 식 (9)를 수학적으로 분석한다. 먼저  $w_1 = \lambda_1 + k_1$ ,  $\lambda_1 = g_1 a_1$ ,  $w_2 = \lambda_2 + k_2$ ,  $\lambda_2 = g_2 a_1$ ,  $v_2 = g_2 + k_2$ 이라 하자. 레일레이 채널 환경에서  $g_1 > g_2$ 인 가정에 따라  $\lambda_1$ 과  $\lambda_2$ 의 누적 분포 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_{\lambda_1}(x) &= \Pr\{g_1 a_1 < x\} \Pr\{g_2 a_1 < x\} \\ &= (1 - e^{-x/\beta_1 a_1})(1 - e^{-x/\beta_2 a_1}), \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} F_{\lambda_2}(x) &= 1 - \Pr\{g_1 a_1 > x\} \Pr\{g_2 a_1 > x\} \\ &= 1 - e^{-x\left(\frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1}\right)}. \end{aligned} \quad (11)$$

$k_1$ 의 확률 밀도 함수인  $f_{k_1}(x) = (1/m_1)e^{-x/m_1}$ 와 식

(10)을 이용하여,  $w_1$ 의 누적 분포 함수를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned}
 F_{w_1}(z) &= \Pr\{w_1 < z\} = \Pr\{\lambda_1 < z - k_1\} \\
 &= \int_0^z F_{\lambda_1}(z-x)f_{k_1}(x)dx \\
 &= \int_0^z \left\{ 1 - e^{-\frac{(z-x)}{\beta_1 a_1}} - e^{-\frac{(z-x)}{\beta_2 a_1}} + e^{-\frac{(z-x)}{\beta_1 a_1} - \frac{(z-x)}{\beta_2 a_1}} \right\} \\
 &\quad \times \frac{1}{m_1} e^{-\frac{x}{m_1}} dx \\
 &= 1 - \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad + \left. \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} e^{-\frac{z}{m_1}} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} e^{-\frac{z}{\beta_1 a_1}} \\
 &\quad - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} e^{-\frac{z}{\beta_2 a_1}} + \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \\
 &\quad \times e^{-z \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)}. \tag{12}
 \end{aligned}$$

식 (12)를 미분하여  $w_1$ 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned}
 f_{w_1}(z) &= \frac{dF_{w_1}(z)}{dz} \\
 &= \frac{1}{m_1} \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right. \\
 &\quad + \left. \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} e^{-\frac{z}{m_1}} + (\beta_1 a_1 - m_1)^{-1} e^{-\frac{z}{\beta_1 a_1}} \\
 &\quad + (\beta_2 a_1 - m_1)^{-1} e^{-\frac{z}{\beta_2 a_1}} - \left( \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} - \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} - m_1 \right)^{-1} \\
 &\quad \times e^{-z \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)}. \tag{13}
 \end{aligned}$$

$k_2$ 의 확률 밀도 함수인  $f_{k_2}(x) = (1/m_2)e^{-x/m_2}$ 와 식 (11)을 이용하여,  $w_2$ 의 누적 분포 함수를 다음과 같이 구한다.

$$F_{w_2}(z) = \Pr\{w_2 < z\} = \Pr\{\lambda_2 < z - k_2\}$$

$$\begin{aligned}
 &= \int_0^z F_{\lambda_2}(z-x)f_{k_2}(x)dx \\
 &= \int_0^z \left\{ 1 - e^{-\frac{(z-x)}{\beta_1 a_1} - \frac{(z-x)}{\beta_2 a_1}} \right\} \frac{1}{m_2} e^{-\frac{x}{m_2}} dx \\
 &= 1 - \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} e^{-\frac{z}{m_2}} \\
 &\quad - \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} e^{-z \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)}. \tag{14}
 \end{aligned}$$

식 (14)를 미분하여  $w_2$ 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned}
 f_{w_2}(z) &= \frac{dF_{w_2}(z)}{dz} \\
 &= \frac{1}{m_2} \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} e^{-\frac{z}{m_2}} \\
 &\quad + \left( \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} - \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} - m_2 \right)^{-1} e^{-z \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right)}. \tag{15}
 \end{aligned}$$

$v_2$ 는  $a_1 = 1$ 일 때  $w_2$ 와 같아진다. 따라서 식 (15)에  $a_1 = 1$ 을 대입하여  $v_2$ 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 f_{v_2}(z) &= \frac{1}{m_2} \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1} - \frac{m_2}{\beta_2} \right)^{-1} \right\} e^{-\frac{z}{m_2}} \\
 &\quad + \left( \left( \frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right)^{-1} - m_2 \right)^{-1} e^{-z \left( \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} \right)}. \tag{16}
 \end{aligned}$$

식 (13), 식 (15), 식 (16)과  $f_{k_1}(x) = (1/m_1)e^{-x/m_1}$ 을 이용하여 식(9)의  $E[\log_2(w_1)]$ ,  $E[\log_2(w_2)]$ ,  $E[\log_2(v_2)]$ ,  $E[\log_2(k_1)]$ 을 다음과 같이 각각 유도한다. 여기서, 로그 함수의 평균 연산을 위하여 다음과 같은 [9]의 식 (4.331.1)을 이용한다.

$$\int_0^\infty e^{-Cx} \ln x \, dx = -\frac{1}{C} (C_E + \ln \zeta). \tag{17}$$

여기서,  $C_E$ 는 오일러 상수이다. 따라서  $E[\log_2(w_1)]$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 E[\log_2(w_1)] &= \int_0^\infty \log_2(z) f_{w_1}(z) dz \\
 &= (\log_2 e) \int_0^\infty \ln(z) f_{w_1}(z) dz \\
 &= (\log_2 e) \left[ \left( C_E + \ln \frac{1}{m_1} \right) \left\{ -1 + \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} \right. \\
 &\quad \left. - \left( C_E + \ln \frac{1}{\beta_1 a_1} \right) \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} - \left( C_E + \ln \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) \right. \\
 &\quad \left. \times \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} + \left( C_E + \ln \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) \right) \right. \\
 &\quad \left. \times \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right]. \quad (18)
 \end{aligned}$$

$E[\log_2(w_2)]$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 E[\log_2(w_2)] &= (\log_2 e) \int_0^\infty \ln(z) f_{w_2}(z) dz \\
 &= (\log_2 e) \left[ \left( C_E + \ln \frac{1}{m_2} \right) \left\{ -1 + \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} \right. \\
 &\quad \left. - \left( C_E + \ln \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) \right) \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right]. \quad (19)
 \end{aligned}$$

$E[\log_2(v_2)]$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 E[\log_2(v_2)] &= (\log_2 e) \int_0^\infty \ln(z) f_{v_2}(z) dz \\
 &= (\log_2 e) \left[ \left( C_E + \ln \frac{1}{m_2} \right) \left\{ -1 + \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1} - \frac{m_2}{\beta_2} \right)^{-1} \right\} \right. \\
 &\quad \left. - \left( C_E + \ln \left( \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} \right) \right) \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1} - \frac{m_2}{\beta_2} \right)^{-1} \right]. \quad (20)
 \end{aligned}$$

$E[\log_2(k_1)]$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 E[\log_2(k_1)] &= (\log_2 e) \int_0^\infty \ln(z) f_{k_1}(z) dz \\
 &= (\log_2 e) \left( -C_E - \ln \frac{1}{m_1} \right). \quad (21)
 \end{aligned}$$

결과적으로 식 (18)-(21)을 식 (9)의 좌항에 대입하여

다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &\frac{E[\log_2(w_1)] + E[\log_2(w_2)] - E[\log_2(v_2)] - E[\log_2(k_1)]}{\log_2 e} \\
 &= \left\{ \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} + \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right\} \\
 &\quad \times \left( \ln \frac{1}{m_1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} \right)^{-1} \left( \ln \frac{1}{\beta_1 a_1} - \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \left( \ln \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) + \left( 1 - \frac{m_1}{\beta_1 a_1} - \frac{m_1}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \left( \ln \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) \right) \right) \right. \\
 &\quad \left. + \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1 a_1} - \frac{m_2}{\beta_2 a_1} \right)^{-1} \left( \ln \frac{1}{m_2} - \ln \left( \frac{1}{\beta_1 a_1} + \frac{1}{\beta_2 a_1} \right) \right) \right. \\
 &\quad \left. - \left( 1 - \frac{m_2}{\beta_1} - \frac{m_2}{\beta_2} \right)^{-1} \left( \ln \frac{1}{m_2} - \ln \left( \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} \right) \right) \right). \quad (22)
 \end{aligned}$$

식 (22)를  $e_R$ 이라 하면, 식 (9)으로부터  $e_R = 0$ 을 만족하는 전력 할당 계수  $a_1$ 을 찾을 수 있다. 그러나 식 (22)를 이용하여  $e_R = 0$ 을 만족하는  $a_1$ 을 정확한 수식으로 유도하기 어렵기 때문에  $a_1$ 의 허용 가능한 값의 범위인 (0, 0.5) 구간에서 하기 식을 이용하여  $a_1$  값을 구한다.

$$a_1^* = \min_{0 < a_1 < 0.5} (e_R)^2. \quad (23)$$

여기서,  $a_2^* = 1 - a_1^*$ . 따라서 식 (22)와 식(23)을 이용하여 수신기간 데이터 전송률의 공정성 성능을 개선할 수 있는 전력 할당 계수를 구할 수 있다.

#### IV. 수치적 결과

본 장에서는 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안하는 전력 할당 기법이 데이터 전송률의 공정성 성능을 개선함을 입증한다. 데이터 전송률의 공정성 성능은 수신기 1과 수신기 2의 평균 데이터 전송률의 차이로 정의한다. 따라서 두 수신기의 평균 데이터 전송률의 차이가 작을수록 공정성 성능이 우수함을 의미한다. 수신기 1과 수신기 2의 평균 데이터 전송률은 Monte Carlo 시뮬레이션을 통해 식 (5)와 식 (6)의 평균값을 각각 계산하여 얻는다.

그림 2는 간섭이 존재하는 환경에서  $a_2 = 0.8$ 을 이용

하는 기존의 전력 할당 기법에 대한 평균 데이터 전송률 결과를 보여준다. 간섭이 존재하지 않는 경우 ( $m_1 = m_2 = 0$ ), 수신기 1의 데이터 전송률은 SNR이 증가할수록 커진다. 그러나, 수신기 2의 데이터 전송률은 높은 SNR 영역에서 SNR의 영향을 받지 않는다. 반면에 간섭이 존재하는 경우( $m_1 \neq 0, m_2 \neq 0$ ), 수신기 1과 수신기 2에 대한 데이터 전송률은 모두 높은 SNR 영역에서 SNR의 영향을 받지 않는다. 따라서 간섭이 존재하는 환경에서는 데이터 전송률 성능이 매우 제한적임을 알 수 있다.

그림 3은 [7]에서 제안한 전력 할당 기법과 본 논문에서 제안한 전력 할당 기법에 대한 평균 데이터 전송률 결과를 보여준다. 여기서, [7]에서 제안한 전력 할당 기법은 데이터 전송률의 공정성 성능 개선을 위한 전력 할당 계수를 결정할 때 간섭을 고려하지 않는다.  $m_1 = 0.1, m_2 = 0.5$ 와  $m_1 = 0.5, m_2 = 0.1$ 인 모든 경우에서 본 논문에서 제안하는 기법이 [7]에서 제안하는 기법보다 우수한 데이터 전송률의 공정성 성능을 보인다. 즉, 본 논문에서 제안한 기법에 대한 수신기 1과 수신기 2의 데이터 전송률의 차이가 작음을 알 수 있다. 특히,  $m_1 = 0.1, m_2 = 0.5$ 인 경우, 본 논문에서 제안하는 기법에서 이용된 근사식의 정확도가 높아져  $m_1 = 0.5, m_2 = 0.1$ 인 경우보다 우수한 공정성 성능을 보인다.

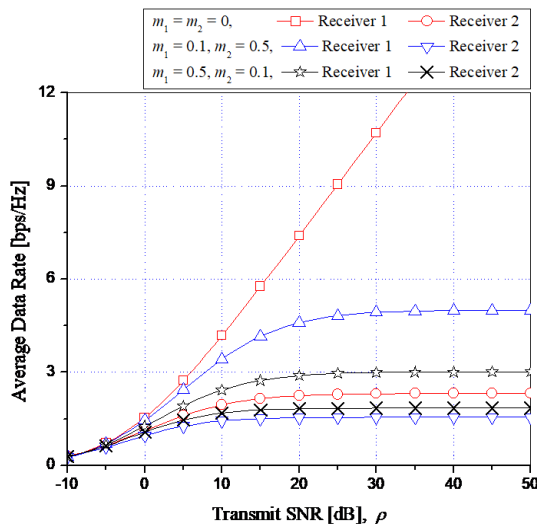


Fig. 2 Average data rates for the conventional power allocation scheme with  $a_2 = 0.8$  when  $\beta_1 = 10$  and  $\beta_2 = 5$ .

그림 4는 [7]에서 제안한 전력 할당 기법과 본 논문에서 제안한 전력 할당 기법에 대한 총 데이터 전송률 결과를 보여준다.  $m_1 = 0.1, m_2 = 0.5$ 와  $m_1 = 0.5, m_2 = 0.1$ 인 모든 경우에서 본 논문에서 제안하는 기법이 [7]에서 제안하는 기법보다 우수한 총 데이터 전송률 성능을 제공한다. 특히,  $m_1$ 이 증가하고  $m_2$ 가 감소할 때, 본 논문에서 제안한 기법의 총 데이터 전송률은 감소하지만, [7]에서 제안하는 기법의 총 데이터 전송률은 증가한다. 그

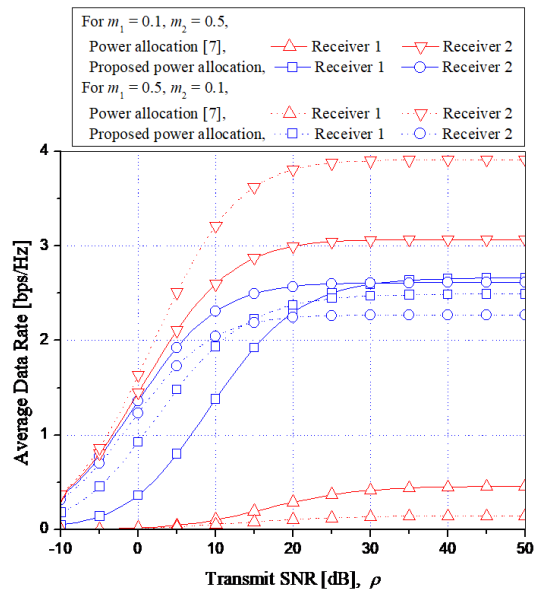


Fig. 3 Average data rates for the proposed power allocation scheme when  $\beta_1 = 10$  and  $\beta_2 = 5$ .

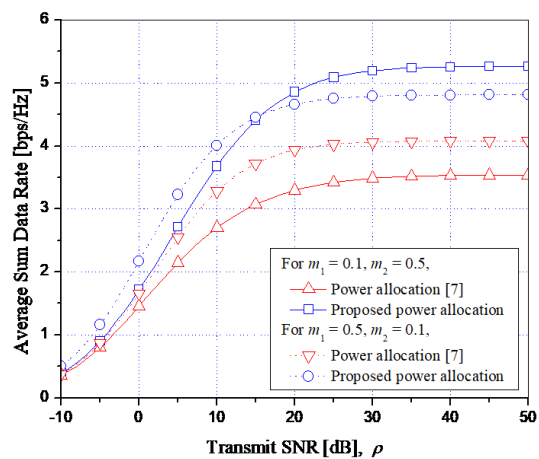


Fig. 4 Average sum data rates for the proposed power allocation scheme when  $\beta_1 = 10$  and  $\beta_2 = 5$ .

이유는 그림 3에서 보여준 바와 같이 [7]에서 제안하는 기법에 대한 수신기 1의 데이터 전송률이 크게 증가하기 때문이다.

## V. 결 론

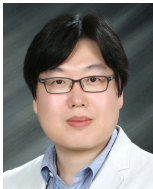
본 논문에서는 간섭이 존재하는 비직교 다중접속 시스템에서 데이터 전송률의 공정성 성능 개선을 위한 전력 할당 기법을 제안한다. 제안하는 기법에서 전력 할당 계수는 높은 SNR 근사법을 이용하여 유도된다. 따라서 높은 SNR 영역 및 특정 간섭 조건에서 공정성 성능을 효과적으로 개선한다. 그러므로 모든 SNR 영역과 모든 간섭 조건에 대해 공정성 성능을 극대화할 수 있는 전력 할당 기법의 추가적인 연구가 필요하다. 또한, 셋 이상의 수신기와 둘 이상의 간섭기를 고려한 일반화된 비직교 다중접속 시스템에서의 공정성 성능 개선을 위한 전력 할당 기법의 연구도 요구된다.

## ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea(NRF) funded by the Ministry of Education (Grant number: NRF-2018R1D1A1B07042499).

## References

- [1] Z. Ding, Z. Yang, P. Fan, and H. V. Poor, "On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 1501-1505, Dec. 2014.
- [2] I.-H. Lee, "Symbol error rate analysis for fixed multi-user superposition transmission in Rayleigh fading channels," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 22, no. 10, pp. 1379-1385, Oct. 2018.
- [3] Y. Yu, H. Chen, Y. Li, Z. Ding, L. Song, and B. Vucetic, "Antenna selection for MIMO non-orthogonal multiple access systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 4, pp. 3158-3171, Apr. 2018.
- [4] Z. Yang, Z. Ding, Y. Wu, and P. Fan, "Novel relay selection strategies for cooperative NOMA," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 11, pp. 10114-10123, Nov. 2017.
- [5] Y. Liu, Z. Qin, M. ElKashlan, A. Nallanathan, and J. A. McCann, "Non-orthogonal multiple access in large-scale heterogeneous networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 12, pp. 2667 - 2680, Dec. 2017.
- [6] T. M. Nguyen, W. Ajib, and C. Assi, "A novel cooperative NOMA for designing UAV-assisted wireless backhaul networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 11, pp. 2497 - 2807, Nov. 2018.
- [7] I.-H. Lee, "Power allocation to improve data-rate fairness of non-orthogonal multiple access users," accepted in *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, 2019.
- [8] X. Wang, H. Zhang, Y. Tian, and K. J. Kim, "Performance analysis of aerial base station assisted cooperative communication systems," in *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference*, Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 1-5, 2019.
- [9] I. S. Gradshteyn, and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th ed. New York, Academic Press, 2007.



이인호(In-Ho Lee)

2003년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨터공학부 학사  
 2005년 2월 : 한양대학교 전자전기제어계측공학과 공학석사  
 2008년 8월 : 한양대학교 전자전기제어계측공학과 공학박사  
 2008년 9월 ~ 2010년 4월 : 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원  
 2010년 4월 ~ 2011년 3월 : 한양대학교 ERICA 부설연구소 공학기술연구소 박사후과정  
 2011년 3월 ~ 현재 : 국립한경대학교 전기전자제어공학과 부교수  
 ※관심분야 : 무선 협력 통신 시스템, MIMO 전송 기술, 무선자원관리 기술, 비직교 다중 접속 기술