

레이레이 페이딩 채널에서 고정적 다중사용자 중첩 전송에 대한 심벌 오차율 성능 분석

이인호*

Symbol Error Rate Analysis for Fixed Multi-User Superposition Transmission in Rayleigh Fading Channels

In-Ho Lee*

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

요 약

기존의 다중사용자 중첩 전송은 순시 채널 전력의 조건에 따라 데이터 심벌의 전력 할당 계수와 사용자별 수신 신호 처리 방법을 결정한다. 그러나 순시 채널 전력의 이용은 시스템의 복잡도를 증가시킬 수 있기 때문에 본 논문에서는 평균 채널 전력을 이용하는 고정적 다중사용자 중첩 전송을 고려한다. 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법은 시간에 따라 느리게 변화하는 평균 채널 전력의 조건을 기반으로 데이터 심벌의 전력 할당 계수와 사용자별 수신 신호 처리 방법을 결정하기 때문에 시스템 복잡도를 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 고정적 다중사용자 중첩 전송에 대한 평균 심벌 오차율을 분석한다. 특히, 레이레이 페이딩 채널을 가정하여 M-ary 직교 진폭 변조에 대한 평균 심벌 오차율의 표현식을 유도한다. 또한, 수치적 결과를 통하여 열악한 채널 환경에 있는 사용자에서 고정적 다중사용자 중첩 전송과 기존의 다중사용자 중첩 전송의 평균 심벌 오차율 성능이 유사함을 보였다.

ABSTRACT

In the conventional multi-user superposition transmission, the power allocation coefficients of data symbols and the received signal processing of users are determined by the condition of instantaneous channel powers. However, the use of instantaneous channel powers can increase the system complexity. Hence, we consider fixed multi-user superposition transmission using average channel powers. The fixed multi-user superposition transmission can reduce the system complexity because it uses the condition of average channel powers that slowly change over time in order to decide the power allocation coefficients and the received signal processing. In this paper, we analyze the average symbol error rate for the fixed multi-user superposition transmission. In particular, an expression for the average symbol error rate of M-ary Quadrature Amplitude Modulation is derived assuming Rayleigh fading channels. In addition, through the numerical results, we show that the conventional and fixed multi-user superposition transmissions achieve the similar average symbol error rate performances at the user in the severe channel condition.

키워드 : 다중사용자 중첩 전송, 심벌 오차율, 전력 할당 계수, 레이레이 페이딩 채널

Key word : Multi-user superposition transmission, Power allocation coefficient, Rayleigh fading channel, Symbol error rate

Received 26 August 2018, Revised 2 September 2018, Accepted 15 September 2018

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

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

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkiice.2018.22.10.1379>

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

다중사용자 중첩 전송 기법은 다수의 단말들의 독립적인 데이터 심벌들에 상이한 전력을 할당하여 동일한 주파수 대역에서 동시에 다수의 데이터 전송을 수행한다. 따라서 다중사용자 중첩 전송 기법은 데이터 전송 효율을 향상시킬 수 있는 획기적인 기법으로 최근 연구가 활발히 진행되고 있다[1-7].

기존의 다중사용자 중첩 전송은 순시 채널을 이용하여 사용자별 수신 신호 처리 방법 및 데이터 심벌의 전력 할당 계수를 결정한다[1]. 그러나 최근 시스템의 복잡도를 낮추기 위하여 평균 채널 전력을 이용하는 고정적 다중사용자 중첩 전송이 제안되었다[2]. 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법은 시간에 따라 느리게 변화하는 평균 채널 전력을 기반으로 사용자별 수신 신호 처리 방법 및 데이터 심벌의 전력 할당 계수를 결정한다.

기존의 다중사용자 중첩 전송과 고정적 다중사용자 중첩 전송에 대한 성능 분석은 대부분 아웃티지 확률 성능과 평균 데이터 전송률 성능에 집중하였다[1-7]. 따라서 본 논문에서는 지금까지 연구가 활발하지 않았던 다중사용자 중첩 전송에 대한 평균 심벌 오차율 성능 분석에 집중한다. 특히, 레일레이 페이딩 채널을 가정하여 고정적 다중사용자 중첩 전송에 대한 M-ary 직교 진폭 변조 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)의 평균 심벌 오차율의 표현식을 유도하고, 수치적 성능 평가를 통하여 기존의 다중사용자 중첩 전송의 평균 심벌 오차율 성능과 비교한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 하나의 송신기와 두 개의 수신기를 갖는 단순한 다중사용자 중첩 전송 시스템을 고려한다. 모든 송수신기는 하나의 안테나를 갖는다고 가정하고, 송신기 Tx와 수신기 Rx_A간 복소 채널을 h_A 라 표기하고, 송신기 Tx와 수신기 Rx_B간 복소 채널을 h_B 라 표기한다. 복소 채널 h_A 와 h_B 는 각각 평균이 0이고 분산이 β_A 와 β_B 인 독립적 복소 가우시안 랜덤 변수라고 가정한다. 그리고 이 가정은 평균 전력이 각각 $E[|h_A|^2] = \beta_A$ 와 $E[|h_B|^2] = \beta_B$ 인 독립적 레일레이 채널

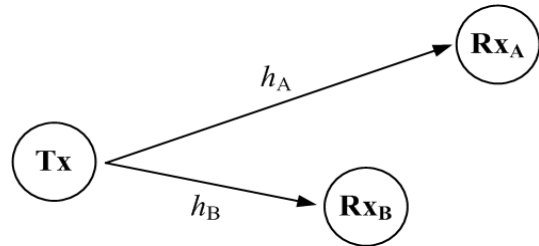


Fig. 1 System model of multi-user superposition transmission.

을 의미한다. 본 논문에서는 Tx와 Rx_A간 경로 손실 또는 선택적 페이딩 효과가 Tx와 Rx_B간 보다 심각한 환경을 가정하며, 이것은 $\beta_A < \beta_B$ 을 의미한다.

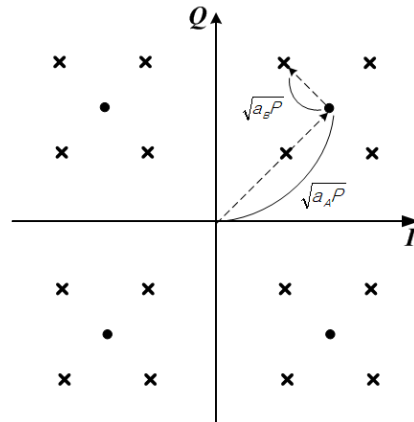


Fig. 2 Constellation signal points of multi-user superposition transmission with 4-ary QAM.

Tx의 총 송신전력을 P 라고 가정하여, 다중사용자 중첩 전송에 따라 Rx_A와 Rx_B에서 수신되는 기저대역 신호는 다음의 식 (1)과 (2)와 같이 각각 표현된다.

$$y_A = h_A(\sqrt{a_A P} s_A + \sqrt{a_B P} s_B) + n_A, \quad (1)$$

$$y_B = h_B(\sqrt{a_A P} s_A + \sqrt{a_B P} s_B) + n_B. \quad (2)$$

여기서, s_A 와 s_B 는 각각 Rx_A와 Rx_B의 데이터 심벌을 의미하고, $E[|s_A|^2] = E[|s_B|^2] = 1$ 이다. a_A 와 a_B 는 각각 Rx_A와 Rx_B의 데이터 심벌에 할당된 전력 할당 계수를 의미하고, $a_A + a_B = 1$ 이다. n_A 와 n_B 는 각각 Rx_A와 Rx_B에서의 백색 가우시안 잡음을 의미한다.

기존의 다중사용자 중첩 전송 기법[1]에서는 순시 무

선 채널 전력이 작은 수신기의 데이터 심벌에 큰 전력 할당 계수를 할당하고, 그 수신기에서는 작은 전력 할당 계수가 할당된 데이터 심벌을 잡음으로 간주하여 복조를 수행한다. 반면에, 순시 무선 채널 전력이 큰 수신기의 데이터 심벌에는 작은 전력 할당 계수를 할당하고, 그 수신기에서는 큰 전력 할당 계수가 할당된 다른 수신기의 데이터 심벌을 먼저 복조하여 연속 간접 제거 기법을 이용하여 제거한 후 자신의 데이터 심벌을 복조한다.

예를 들어, $|h_A|^2 < |h_B|^2$ 인 경우, $a_A > a_B$ 이고, R_{x_A} 는 R_{x_B} 의 데이터 심벌 s_B 를 잡음으로 간주하여 자신의 데이터 심벌 s_A 를 복조한다. 반면에, R_{x_B} 는 R_{x_A} 의 데이터 심벌 s_A 를 복조하여 제거한 후 자신의 데이터 심벌 s_B 를 복조한다.

본 논문에서는 순시 채널 전력을 이용하는 기존의 다중사용자 중첩 전송 기법과는 달리 복잡도가 낮은 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법[2]에 집중한다. 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법은 순시 채널 전력 $|h_A|^2, |h_B|^2$ 이 아닌 평균 채널 전력인 β_A, β_B 을 이용한다. 따라서 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법에서는 $\beta_A < \beta_B$ 인 경우에 $a_A > a_B$ 이고, R_{x_A} 는 R_{x_B} 의 데이터 심벌 s_B 를 잡음으로 간주하여 자신의 데이터 심벌 s_A 를 복조한다. 반면에, R_{x_B} 는 R_{x_A} 의 데이터 심벌 s_A 를 복조하여 제거한 후 자신의 데이터 심벌 s_B 를 복조한다.

본 논문에서는 고정적 다중사용자 중첩 전송을 위하여 R_{x_A} 와 R_{x_B} 의 데이터 심벌들을 각각 동일한 M -ary QAM을 이용하여 변조한다. 따라서 4-ary QAM의 경우, 식 (1)과 (2)의 다중 사용자 중첩 전송에 대한 데이터 심벌 $(\sqrt{a_A P} s_A + \sqrt{a_B P} s_B)$ 의 신호 점들은 그림 2에서 “x”로 표시된 것과 같이 나타난다. 여기서, I 축은 in-phase 요소를 의미하고, Q 축은 quadrature 요소를 의미한다. 그러므로 R_{x_A} 와 R_{x_B} 의 데이터 변조 신호 점들은 2차원 좌표인 (i_n^A, q_m^A) 와 (i_k^B, q_l^B) 으로 각각 표현될 수 있다[8].

$$i_n^A = (2n-1)C_A, n = -\sqrt{M}/2+1, \dots, \sqrt{M}/2, \quad (3)$$

$$q_m^A = (2m-1)C_A, m = -\sqrt{M}/2+1, \dots, \sqrt{M}/2, \quad (4)$$

$$i_k^B = (2k-1)C_B, k = -\sqrt{M}/2+1, \dots, \sqrt{M}/2, \quad (5)$$

$$q_l^B = (2l-1)C_B, l = -\sqrt{M}/2+1, \dots, \sqrt{M}/2. \quad (6)$$

여기서, $C_A = \sqrt{\frac{3a_A P}{2(M-1)}}$, $C_B = \sqrt{\frac{3a_B P}{2(M-1)}}$ 이다. 따라서 다중 사용자 중첩 전송에 대한 데이터 변조 신호의 점들은 $(i_n^A + i_k^B, q_m^A + q_l^B)$ 와 같이 표현된다.

III. 심벌 오차율 분석

그림 2에서 보여주는 바와 같이 M -ary QAM은 독립적인 in-phase 요소(I축 요소)와 quadrature 요소(Q축 요소)로 구성된다. 따라서 본 논문에서는 M -ary QAM의 고정적 다중사용자 중첩 전송에 대한 R_{x_A} 와 R_{x_B} 의 평균 심벌 오차율 분석을 위하여 먼저 각 수신기에서의 in-phase 요소(I축 요소)와 quadrature 요소(Q축 요소)에 대한 평균 심벌 성공 확률을 각각 유도한 후 이 수식들을 이용하여 M -ary QAM에 대한 평균 심벌 오차율을 유도한다. 본 장에서는 수식의 간소화를 위하여 $g_A = |h_A|^2, g_B = |h_B|^2$ 로 표기한다.

3.1. R_{x_A} 에서의 평균 심벌 오차율

코히어런트(coherent) 수신기를 가정하여, 주어진 g_A 에서 in-phase 요소인 $(i_n^A + i_k^B)$ 가 전송된 경우, R_{x_A} 에서의 수신 신호의 성공적인 복조를 위한 in-phase 영역의 최댓값 $H_{n,k}^A(g_A)$ 과 최솟값 $L_{n,k}^A(g_A)$ 은 각각 다음과 같다.

$$H_{n,k}^A(g_A) = \begin{cases} \sqrt{g_A} \{i_n^A + C_A - (i_n^A + i_k^B)\} \\ \text{for } n = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2} - 1 \\ \infty \text{ for } n = \frac{\sqrt{M}}{2} \end{cases} \quad (7)$$

$$L_{n,k}^A(g_A) = \begin{cases} \sqrt{g_A} \{i_n^A - C_A - (i_n^A + i_k^B)\} \\ \text{for } n = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 2, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2} \\ -\infty \text{ for } n = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 1 \end{cases} \quad (8)$$

In-phase 요소에 대하여 분산이 1인 백색 가우시안 잡음(즉, in-phase 요소에 대한 잡음 전력은 1임)을 가정하고, 식 (7)과 (8)을 이용하여 R_{x_A} 에서 변조 심벌 $(i_n^A + i_k^B)$ 에 대한 수신 성공 확률은 다음과 같이 구해진다.

$$D_{n,k}^{A,I}(g_A) = \int_{L_{n,k}^A(g_A)}^{H_{n,k}^A(g_A)} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2} du$$

$$= Q(L_{n,k}^A(g_A)) - Q(H_{n,k}^A(g_A)). \quad (9)$$

여기서, $Q(x) = \int_x^\infty e^{-u^2/2}/\sqrt{2\pi} du$ [8]. 식 (9)와 Craig's formula $Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} e^{-x^2/(2\sin^2\theta)} d\theta$ 를 이용하여, 레일레이 페이딩 채널에 대한 평균 심벌 성공 확률은 다음과 같이 구해진다.

$$\bar{D}_{n,k}^{A,I} = \int_0^\infty \{Q(L_{n,k}^A(g)) - Q(H_{n,k}^A(g))\} \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg$$

$$= \int_0^\infty \{1 - Q(-L_{n,k}^A(g)) - Q(H_{n,k}^A(g))\} \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg$$

$$= 1 - \int_0^\infty Q(-L_{n,k}^A(g)) \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg$$

$$- \int_0^\infty Q(H_{n,k}^A(g)) \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg$$

$$= 1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty e^{-(L_{n,k}^A(g))^2/(2\sin^2\theta)} \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg d\theta$$

$$- \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty e^{-(H_{n,k}^A(g))^2/(2\sin^2\theta)} \frac{1}{\beta_A} e^{-g/\beta_A} dg d\theta$$

$$= 1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\omega_{n,k}^A)^2 \beta_A}{2\sin^2\theta}\right)^{-1} d\theta$$

$$- \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\nu_{n,k}^A)^2 \beta_A}{2\sin^2\theta}\right)^{-1} d\theta. \quad (10)$$

여기서 $\nu_{n,k}^A = H_{n,k}^A(g_A)/\sqrt{g_A}$, $\omega_{n,k}^A = L_{n,k}^A(g_A)/\sqrt{g_A}$ 이다. 즉, $\nu_{n,k}^A$, $\omega_{n,k}^A$ 은 식 (7)과 (8)에서 무선 채널 전력 g_A 가 제외된 형태를 의미한다. 식 (10)의 적분은 유한 구간인 $[0, \pi/2]$ 에서 연산되기 때문에 수치적 결과 도출 시 복잡도가 낮다.

M-ary QAM은 그림 2와 식 (3)-(6)에서 보여주는 바와 같이 in-phase 요소와 quadrature 요소가 대칭이다. 따라서 quadrature 요소인 $(q_m^A + q_l^B)$ 에 대한 평균 심벌 성공 확률 $\bar{D}_{m,l}^{A,Q}$ 는 식 (10)의 in-phase 요소에 대한 평균 심벌 성공 확률과 동일하다. 그러므로 $\bar{D}_{n,k}^{A,I}$ 와 $\bar{D}_{m,l}^{A,Q}$ 을 이용하여, 최종적으로 Rx_A에서의 M-ary QAM에 대한 평균 심벌 오차율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{E}^A = \frac{1}{M^2} \sum_{n=Z_L}^{Z_H} \sum_{m=Z_L}^{Z_H} \sum_{k=Z_L}^{Z_H} \sum_{l=Z_L}^{Z_H} (1 - \bar{D}_{n,k}^{A,I} \bar{D}_{m,l}^{A,Q}). \quad (11)$$

여기서, $Z_L = -\sqrt{M}/2 + 1$, $Z_H = \sqrt{M}/2$ 이다.

3.2. Rx_B에서의 평균 심벌 오차율

먼저, Rx_B에서는 Rx_A의 데이터 심벌 s_A 의 제거를 위하여 s_A 의 복조를 수행한다. 그 다음, s_A 가 성공적으로 복조되었을 경우, 자신의 데이터 심벌 s_B 를 복조한다. 따라서 Rx_B에서 데이터 심벌 s_B 의 수신 성공은 s_A 와 s_B 모두의 수신 성공을 의미한다. 그러므로 in-phase 요소인 $(i_n^A + i_k^B)$ 가 전송된 경우, Rx_B에서 데이터 심벌 s_B 의 평균 수신 성공 확률은 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{R}_{n,k}^{B,I} = E_{g_B} [D_{n,k}^{A,I}(g_B) D_k^{B,I}(g_B)]. \quad (12)$$

여기서, $E_X[\cdot]$ 는 랜덤 변수 X에 대한 평균 연산을 의미하고, $D_{n,k}^{A,I}(g_B)$ 는 식 (9)에서 g_A 를 g_B 로 대체하여 얻어지며 데이터 심벌 s_A 의 수신 성공 확률을 의미하고, $D_k^{B,I}(g_B)$ 는 데이터 심벌 s_A 를 성공적으로 제거한 후 데이터 심벌 s_B 의 수신 성공 확률을 의미한다. $D_k^{B,I}(g_B)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$D_k^{B,I}(g_B) = \int_{L_k^B(g_B)}^{H_k^B(g_B)} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2} du$$

$$= Q(L_k^B(g_B)) - Q(H_k^B(g_B)). \quad (13)$$

여기서, $H_k^B(g_B)$ 과 $L_k^B(g_B)$ 는 Rx_B에서 데이터 심벌 s_B 의 성공적인 복조를 위한 in-phase 영역의 최댓값과 최솟값을 각각 의미하고, 다음과 같이 표현된다.

$$H_k^B(g_B) = \begin{cases} \sqrt{g_B} C_B & \text{for } k = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2} - 1 \\ \infty & \text{for } k = \frac{\sqrt{M}}{2} \end{cases} \quad (14)$$

$$L_k^B(g_B) = \begin{cases} -\sqrt{g_B} C_B & \text{for } k = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 2, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2} \\ -\infty & \text{for } k = -\frac{\sqrt{M}}{2} + 1 \end{cases} \quad (15)$$

식 (9)와 (13)을 식 (12)에 대입하여 데이터 심벌 s_B 의 평균 수신 성공 확률의 수식 유도가 어렵기 때문에, 다음과 같은 근사식을 이용하여 평균 수신 성공 확률을 유도한다.

$$E_{g_B}[D_{n,k}^{A,I}(g_B)D_k^{B,I}(g_B)] \approx E_{g_B}[D_{n,k}^{A,I}(g_B)]E_{g_B}[D_k^{B,I}(g_B)] \quad (16)$$

식 (16)의 $E_{g_B}[D_{n,k}^{A,I}(g_B)]$ 는 식 (10)을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \bar{T}_{n,k}^{A,I} &= E_{g_B}[D_{n,k}^{A,I}(g_B)] \\ &= 1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\omega_{n,k}^A)^2 \beta_B}{2 \sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta \\ &\quad - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\nu_{n,k}^A)^2 \beta_B}{2 \sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta. \end{aligned} \quad (17)$$

식 (16)의 $E_{g_B}[D_k^{B,I}(g_B)]$ 는 식 (13)-(15)를 이용하여 식 (10)의 유도 방식을 동일하게 적용하면 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \bar{T}_k^{B,I} &= E_{g_B}[D_k^{B,I}(g_B)] \\ &= 1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\omega_k^B)^2 \beta_B}{2 \sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta \\ &\quad - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{(\nu_k^B)^2 \beta_B}{2 \sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta. \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, $\nu_k^B = H_k^B(g_B) / \sqrt{g_B}$, $\omega_k^B = L_k^B(g_B) / \sqrt{g_B}$ 이다. 즉, ν_k^B , ω_k^B 은 식 (14)과 (15)에서 무선 채널 전력 g_B 가 제외된 형태를 의미한다.

M -ary QAM은 그림 2와 식 (3)-(6)에서 보여주는 바와 같이 in-phase 요소와 quadrature 요소가 대칭이기 때문에, quadrature 요소인 $(q_m^A + q_l^B)$ 에 대한 평균 심벌 성공 확률 $\bar{T}_{m,l}^{A,Q}$, $\bar{T}_l^{B,Q}$ 은 식 (17)과 (18)의 in-phase 요소에 대한 평균 심벌 성공 확률과 각각 동일하다. 최종적으로, $\bar{T}_{n,k}^{A,I}$, $\bar{T}_k^{B,I}$, $\bar{T}_{m,l}^{A,Q}$, $\bar{T}_l^{B,Q}$ 을 이용하여, R_{xB} 에서의 M -ary QAM에 대한 평균 심벌 오차율의 근사식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{E}^B = \frac{1}{M^2} \sum_{n=Z_I}^{Z_H} \sum_{m=Z_I}^{Z_H} \sum_{k=Z_I}^{Z_H} \sum_{l=Z_I}^{Z_H} (1 - \bar{T}_{n,k}^{A,I} \bar{T}_k^{B,I} \bar{T}_{m,l}^{A,Q} \bar{T}_l^{B,Q}) \quad (19)$$

IV. 수치적 결과

그림 3-5는 송신 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) ρ 에 대한 평균 심벌 오차율의 결과를 보여준다. 여기서, $\rho = P/2$ 를 의미하고, 분모의 2는 in-phase와 quadrature 요소의 잡음 전력의 합을 의미하며, 각 요소의 잡음 전력은 1이다. 그림 3-5의 범례에서 “Fixed MUST”와 “Conventional MUST”는 각각 고정적 다중 사용자 중첩 전송과 기존의 다중 사용자 중첩 전송을 의미한다.

그림 3은 $\beta_A=1$, $\beta_B=10$ 일 때, R_{xA} 에 대한 4-ary와 16-ary QAM의 평균 심벌 오차율을 보여준다. 여기서, 16-ary QAM의 경우, 신호 점들의 증가로 신호 점들간 간격이 감소하여 중첩 신호 점들간 겹치는 부분이 발생할 수 있기 때문에 $a_A > 0.9$ 으로 설정한다. 그림 3에서 식 (11)로부터 얻은 평균 심벌 오차율이 몬테카를로 (Monte Carlo) 시뮬레이션 결과와 일치함을 보여준다.

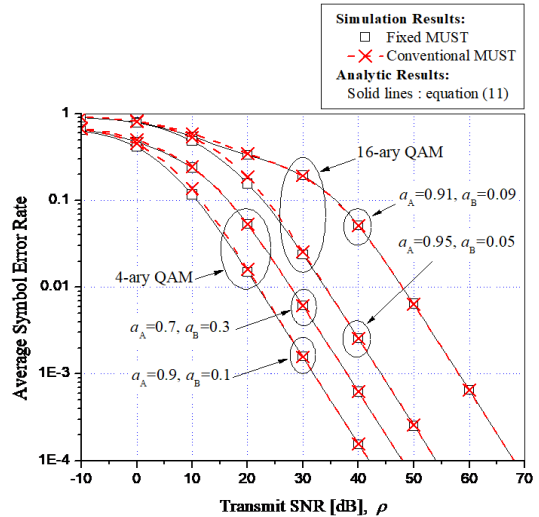


Fig. 3 Average symbol error rate for R_{xA} with 4-ary and 16-ary QAM when $\beta_A=1$ and $\beta_B=10$.

또한, 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법과 순시 채널을 이용하는 기존의 다중사용자 중첩 전송 기법의 평균 심벌 오차율의 성능 차이가 미미함을 보여준다. 그리고 R_{X_A} 의 데이터 심벌 s_A 에 할당되는 전력 계수인 a_A 가 증가할수록 고정적 다중사용자 중첩 전송의 평균 심벌 오차율이 감소함을 확인할 수 있다.

그림 4와 5는 $\beta_A=1$, $\beta_B=10$ 일 때, R_{X_B} 에 대한 4-ary와 16-ary QAM의 평균 심벌 오차율을 각각 보여준다. 그림 5의 16-ary QAM에 대하여 그림 3에서 언급한 바와 같이 $a_A > 0.9$ 로 설정한다. 그림 4와 5에서 식 (19)로부터 얻은 근사적 평균 심벌 오차율이 몬테카를로 (Monte Carlo) 시뮬레이션 결과와 매우 유사함을 보여준다. 또한, 그림 3과는 달리 a_A 와 a_B 간 차이가 커질수록 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법과 기존의 다중사용자 중첩 전송 기법의 평균 심벌 오차율의 성능 차이가 증가함을 보여준다. 그림 4에서는 a_B 가 증가함에 따라 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법의 성능이 개선되지만, 그림 5에서는 반대로 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법의 성능이 저하된다. 그 이유는 4-ary QAM의 경우, a_B 가 증가함(즉, a_A 가 감소함)에도 불구하고 R_{X_B} 에서의 데이터 심벌 s_A 의 수신 성공 확률의 감소폭이 작지만, 16-ary QAM의 경우, a_B 의 증가에 따라 s_A 의 수신 성공 확률이 크게 감소하기 때문이다.

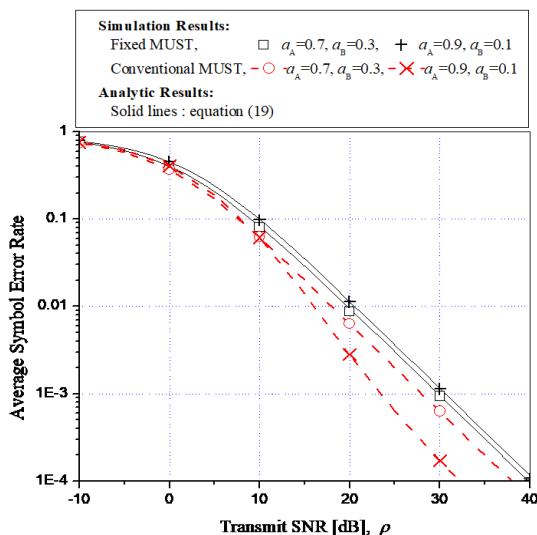


Fig. 4 Average symbol error rate for R_{X_B} with 4-ary QAM when $\beta_A=1$ and $\beta_B=10$.

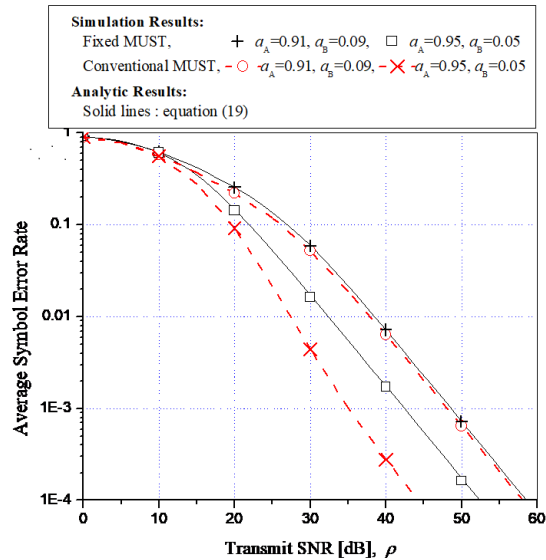


Fig. 5 Average symbol error rate for R_{X_B} with 16-ary QAM when $\beta_A=1$ and $\beta_B=10$.

V. 결론

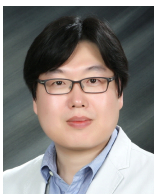
본 논문에서는 레일리 페이딩 채널을 가정하여 평균 채널 전력을 이용하는 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법에 대한 M -ary QAM의 평균 심벌 오차율을 분석하였다. 시뮬레이션 결과와의 비교를 통하여 유도한 평균 심벌 오차율 표현식을 검증하였다. 또한, 순시 채널을 이용하는 기존의 다중사용자 중첩 전송 기법과 성능을 비교하여 고정적 다중사용자 중첩 전송 기법이 수신기 R_{X_A} (상대적으로 열악한 채널 환경에 있는 수신기)에서는 매우 유사한 성능을 제공하고 수신기 R_{X_B} (상대적으로 좋은 채널 환경에 있는 수신기)에서는 a_A 와 a_B 간 차이가 작을 때 두 기법의 성능 차이가 감소함을 보였다. 본 논문에서 연구한 다중사용자 중첩 전송을 위한 평균 심벌 오차율 분석은 사용자별 요구하는 목표 심벌 오차율을 충족시키기 위한 중첩 신호 변조를 위하여 이용될 수 있을 것으로 기대된다.

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-2018R1D1A1B 07042499).

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] J.-B. Kim and I.-H. Lee, "Capacity analysis of cooperative relaying systems using non-orthogonal multiple access," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 1949-1952, Nov. 2015.
- [3] C. Zhong and Z. Zhang, "Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 12, pp. 2478-2481, Dec. 2016.
- [4] I.-H. Lee, "Performance analysis of best relay selection in cooperative multicast systems based on superposition transmission," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 22, no. 3, pp. 520-526, Mar. 2018.
- [5] S. Luo and K. C. Teh, "Adaptive transmission for cooperative NOMA system with buffer-aided relaying," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 4, pp. 937-940, Apr. 2017.
- [6] I.-H. Lee and H. Jung, "Optimal power allocation and performance analysis of cooperative multicast systems using non-orthogonal multiple access," *International Journal of Applied Engineering Research*, vol. 12, no. 14, pp. 4491-4497, Jul. 2017.
- [7] 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.
- [8] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Introduction to Digital Communication*, 2nd ed. New Jersey, Prentice-Hall, 2001.



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