

시공간 선 부호기반 상향링크 비직교 다중접속 시스템

이 기 훈*, 염 정 선*, 정 방 철°, 정 진 곤**

Uplink Non-Orthogonal Multiple Access with Space-Time Line Codes

Ki-Hun Lee*, Jeong Seon Yeom*, Bang Chul Jung°, Jingon Joung**

요 약

본 논문은 단일 안테나를 갖는 두 단말기가 두개의 수신 안테나를 갖는 기지국에 동시에 신호를 전송하는 상향 링크 비직교 다중 접속 (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) 시스템을 위해 시공간 선 부호 (Space-Time Line Codes: STLC) 기법을 고려한다. 특히, 본 논문에서는 기지국에서 비트 오류율 (Bit Error Rate: BER) 성능 향상을 위해 송신 전력 제어 (Power Control: PC) 기법 및 성상도 위상 조향 (Phase Steering: PS) 기법을 제안하고 모의실험을 통해 성능을 비교 분석한다. 기존의 시공간 선 부호 기법을 상향링크 비직교 다중 접속 시스템에 그대로 사용하는 경우 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻지 못하고 비트 오류율 성능이 열화 된다. 또한, 설계한 전력 제어 기법을 적용하는 경우 약간의 비트 오류율 성능 향상은 있으나, 최적 시공간 다이버시티 이득은 얻지 못한다. 흥미롭게도 제안한 위상 조향 기법을 적용하는 경우 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻으며, 높은 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio: SNR) 구간에서 직교 다중 접속 시스템 (Orthogonal Multiple Access: OMA)에 시공간 선 부호를 사용하는 경우의 BER과 같은 성능을 달성함을 확인하였다.

Key Words : Non-Orthogonal Multiple Access, Uplink Cellular Network, Space-Time Line Codes, Transmit Power Control, Constellation Phase Steering

ABSTRACT

In this paper, we consider an uplink non-orthogonal multiple access (NOMA) with space-time line codes (STLC) where two mobile stations (MSs) send packets simultaneously to a base station (BS) equipped with two antennas. In particular, we propose two techniques in order to improve bit-error-rate (BER) performance at the BS: transmit power control and constellation phase steering. The proposed techniques are validated by extensive computer simulations. It is worth noting that the conventional STLC cannot achieve the optimal diversity order and it deteriorates the BER performance in the uplink NOMA systems. The designed transmit power control-based STLC technique yields a better BER performance compared with the conventional STLC in the uplink NOMA systems, yet it still cannot achieve the optimal diversity order. Interestingly, the proposed phase steering-based STLC technique significantly improves the BER performance as well as achieves the optimal diversity order for the high signal-to-noise ratio regime.

* 본 논문은 충남대학교 CNU학술연구비의 지원을 받아 작성되었습니다.

• First Author : Department of Electronics Engineering, Chungnam National University, kihun.h.lee@cnu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Department of Electronics Engineering, Chungnam National University, bcjung@cnu.ac.kr, 종신회원

* Department of Electronics Engineering, Chungnam National University, jsyeom@cnu.ac.kr, 학생회원

** School of Electrical&Electronics Engineering, Chung-Ang University, jgjoung@cau.ac.kr, 정회원

논문번호 : 201901-426-A-RN, Received January 14, 2019; Revised March 16, 2019; Accepted March 20, 2019

I. 서 론

최근 우리나라에서 상용화를 시작한 5G 네트워크는 기존 네트워크보다 매우 높은 단말기 수용 능력과 낮은 통신 지연을 요구한다. 이를 위해 많은 연구가 진행되고 있으며, 그중에서 비직교 다중 접속 (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) 기술이 각광받고 있다^{1, 2}. NOMA는 둘 이상의 여러 단말과 기지국이 동시에 동일한 부반송파를 이용하여 통신함으로써, 주파수 사용 효율과 지연 성능을 향상시킬 수 있어, 5G 네트워크의 다중접속 기술 중 하나로 활발히 연구되고 있다^{3,4}.

상향링크 셀룰러 네트워크에 NOMA 기술을 적용하는 경우, 수신 기지국은 다수의 송신 단말기 신호가 중첩된 신호를 수신한다. 이러한 신호의 중첩은 전송된 신호들 사이에 간섭을 일으킨다. 신호 간 간섭을 제거하기 위해 기존 NOMA 시스템 연구에서는 주로, 순차적 간섭 제거 (Successive Interference Cancellation: SIC) 기법을 사용하여 각 단말기가 전송한 신호를 검출한다⁵. 현재 NOMA 기술에 관해 진행 중인 대부분의 연구들이 주로 하향링크 셀룰러 네트워크를 다루고 있다⁶. 한편, 상향링크 셀룰러 네트워크를 다루는 연구는 주로 수신단만 채널 정보를 알고 있는 상황을 가정하고 있다⁷. 상향링크 셀룰러 네트워크에서 SIC 기반 검출 기법은 뛰어난 성능을 갖지만, 높은 복잡도를 요구하며 오류 전파 (Error propagation) 가능성이 있다. 반면, Joint Maximum Likelihood (ML) 검출 기법은 최적의 검출성능을 달성할 수 있지만, 단말기 수에 따라 복잡도가 기하급수적으로 증가한다⁸.

송수신단 모두 다중 안테나를 갖는 Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) 시스템에서 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻기 위한 부호화 기법으로 수신단만 채널 정보를 알고 있을 때 (Channel State Information at Receiver: CSIR) 적용할 수 있는 시공간 블록 부호 (Space-Time Block Codes: STBC)가 있으며, 최근 [9]에서 이를 하향링크 NOMA 시스템에 적용하고 분석하는 연구를 수행하였다. 한편, [10]에서 STBC 시스템과 대칭적인 환경으로 송신단만 채널 정보를 알고 있을 때 (Channel State Information at Transmitter: CSIT), 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 부호화 기법으로 시공간 선 부호 (Space-Time Line Codes: STLC)가 제안되었다.

STLC 시스템의 단순한 형태로 단일 안테나를 갖는 한 송신 단말과 두 안테나를 갖는 한 수신 단말을 고려할 수 있다. 송신단은 두 시간 슬롯에 전송할 심

벌을 수신단까지의 채널 정보를 사용하여 두 STLC 신호로 부호화한다. 이후 두 시간 슬롯에 걸쳐 두 STLC 신호를 각각 전송한다. 이때 두 슬롯 전송 시간은 상관 시간 (Coherence time) 이내라고 가정한다. 즉, 두 신호를 전송하는 동안에 채널은 변하지 않는다고 가정한다. 수신단에서는 독립인 채널을 겪는 두 안테나를 통해 두 시간 슬롯 동안 수신된 STLC 신호를 채널 정보 없이 단순히 선형결합하여 송신단에서 전송한 심벌을 복호한다. 이때 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다¹⁰.

본 논문에서는 상향링크 NOMA 시스템에 STLC 기법 적용을 제안한다. 5G 네트워크와 같이 많은 단말을 수용할 경우, 수신 기지국에서 각 단말기까지의 채널 정보를 기반으로 SIC를 통해 전송 신호를 검출하는 것은 큰 부하와 시간 지연을 발생시킬 수 있다. 반면에 STLC 기법을 적용하는 경우 수신 기지국은 단순히 수신된 신호들의 선형결합을 통해 각 단말기의 신호를 검출할 수 있으므로 수신 기지국 연산 부하와 시간 지연을 낮출 수 있다.

기존 STLC 수신 신호 선형결합에 Joint ML 검출 기법을 썼을 때, 제안하는 STLC 기반 상향링크 NOMA 시스템의 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio: SNR) 대비 비트 당 오류율 (Bit-Error-Rate: BER)을 모의실험을 통해 분석하고, CSIR NOMA 시스템과 비교한다. 또한, STLC 기반 상향링크 NOMA 시스템의 성능 향상을 위해 송신 전력 제어 (Power Control: PC) 기법^[11] 및 성상도 위상 조향 (Phase Steering: PS) 기법^[12]을 제안하고, 모의실험을 통해 이를 적용하지 않은 상향링크 STLC NOMA 시스템과 BER 성능 비교 및 분석한다.

II. 상향링크 STLC NOMA 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 각각 단일 안테나를

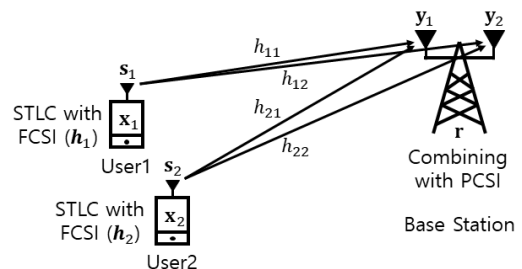


그림 1. 상향링크 STLC NOMA의 시스템 모델.
Fig. 1. Uplink STLC NOMA system model.

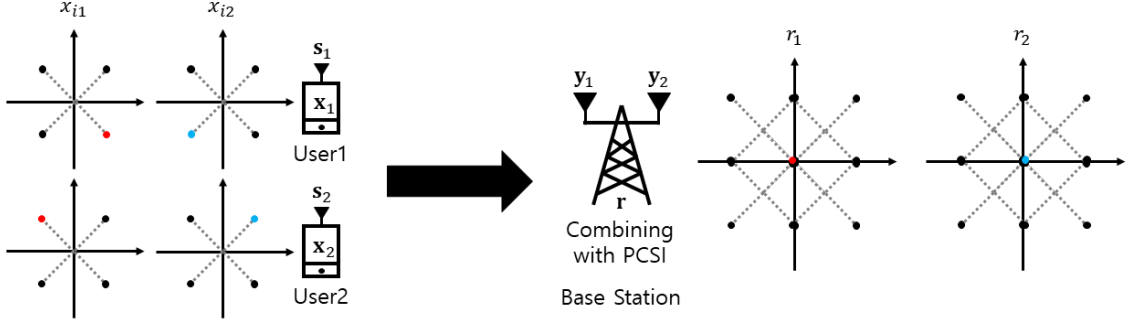


그림 2. 상향링크 STLC NOMA 시스템에서의 변조 심벌 및 수신 신호 성상도 예시.
Fig. 2. Constellation example of the modulated symbols and received signals in uplink STLC NOMA.

갖는 두 단말기가 두 수신 안테나를 갖는 기지국에 신호를 전송하는 상향링크 NOMA 통신 시스템에서 STLC 기법 적용을 고려한다. 각 단말기는 기지국에서 전송한 파일럿 신호를 통해 기지국까지의 완전한 무선 채널 정보 (Full Channel State Information: FCSI)를 획득하며, 기지국은 다중 접속 채널에서 발생하는 간섭으로 인하여 각 단말기로부터의 FCSI를 알지 못한다고 가정한다. 또한, 두 단말기 모두 *M*-Quadrature Amplitude Modulation (QAM) 변조 방식을 사용한다고 가정한다. 각 단말기의 STLC 신호는 각자의 FCSI를 써 다음과 같이 생성된다:

$$\begin{aligned}
 s_{1,1} &= \frac{h_{1,1}^* x_{1,1} + h_{1,2}^* x_{1,2}^*}{\sqrt{\gamma_1}}, \\
 s_{1,2} &= \frac{h_{1,2}^* x_{1,1} - h_{1,1}^* x_{1,2}}{\sqrt{\gamma_1}}, \\
 s_{2,1} &= \frac{h_{2,1}^* x_{2,1} + h_{2,2}^* x_{2,2}^*}{\sqrt{\gamma_2}}, \\
 s_{2,2} &= \frac{h_{2,2}^* x_{2,1} - h_{2,1}^* x_{2,2}}{\sqrt{\gamma_2}}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 $x_{i,t}$ 는 $i(i \in \{1,2\})$ 째 단말기의 $t(t \in \{1,2\})$ 째 시간 슬롯에 해당하는 *M*-QAM 변조 심벌을 의미하며, $s_{i,t}$ 는 i 째 단말기가 t 째 시간 슬롯에 전송하는 STLC 신호를 의미한다. 즉, 그림 1에서 \mathbf{x}_i ($\mathbf{x}_i = [x_{i,1} \ x_{i,2}]^T$)와 \mathbf{s}_i ($\mathbf{s}_i = [s_{i,1} \ s_{i,2}]^T$)는 각각 i 째 단말기의 *M*-QAM 변조 심벌 벡터와 STLC 신호 벡터를 나타내며, \mathbf{h}_i ($\mathbf{h}_i = [h_{i,1} \ h_{i,2}]^T$)는 i 째 단말기의 FCSI 벡터를 의미한다. $h_{i,j}$ 는 i 째 단말기와 기지국의 $j(j \in \{1,2\})$ 째 안테나 사이 무선 채널을 의미하

며, 본 논문에서 모든 무선 채널은 각각이 독립이고 동일한 분포 (independent and identically distributed: i.i.d)를 갖는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 따른다고 가정한다. 즉, $h_{i,j} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 이다. 각 단말기는 무선 채널 상태와 상관없이 동일한 전력으로 STLC 신호를 전송하기 위해 부분적 무선 채널 정보 (Partial Channel State Information: PCSI), 즉, $\gamma_i = \|\mathbf{h}_i\|^2$ 로 표현되는 무선 채널 이득 값을 사용하여 각 신호를 정규화한다.

두 단말기는 부호화한 두 STLC 신호를 두 시간 슬롯에 걸쳐 기지국으로 동시에 전송한다. 기지국은 두 안테나를 통해 두 시간 슬롯에 걸쳐 총 네 개의 신호를 수신하며, 각 안테나의 수신 신호에는 두 단말기의 STLC 신호가 중첩된다. 즉, 식 (1)에 해당하는 각 단말기의 STLC 신호가 무선 채널을 통과하여 기지국으로 수신된 신호는 다음과 같이 행렬로 나타낼 수 있다:

$$\begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,2} \\ y_{2,1} & y_{2,2} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2] \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \\ s_{2,1} & s_{2,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix}. \tag{2}$$

여기서 $y_{j,t}$ 는 t 째 시간 슬롯에 기지국의 j 째 안테나로 수신한 신호를 의미한다. 즉, 그림 1에서 \mathbf{y}_j ($\mathbf{y}_j = [y_{j,1} \ y_{j,2}]^T$)는 두 심벌 시간 동안 기지국의 j 째 안테나로 수신된 신호 벡터를 나타낸다. $w_{j,t}$ 는 j 째 안테나에 t 째 시간 슬롯에 발생하는 가우시안 잡음을 의미하며, $\mathcal{CN}(0, \sigma_0^2)$ 분포를 따른다고 가정한다.

기지국에서는 각 단말기 변조 심벌을 복호하기 위해, 식 (2)의 네 수신 신호 $\{y_{1,1}, y_{1,2}, y_{2,1}, y_{2,2}\}$ 로부터 다음과 같은 선형결합을 수행한다:

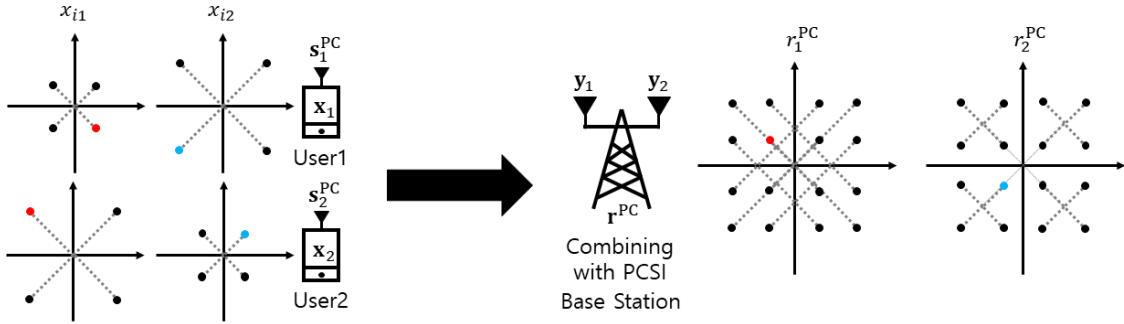


그림 3. 상향링크 PC-STLC NOMA 시스템에서의 변조 심벌 및 수신 신호 성상도 예시.
 Fig. 3. Constellation example of the modulated symbols and received signals in uplink PC-STLC NOMA.

$$\begin{aligned}
 r_1 &= y_{1,1} + y_{2,2} \\
 &= \sqrt{\gamma_1} x_{1,1} + \sqrt{\gamma_2} x_{2,1} + w_{1,1} + w_{2,2}^* \\
 r_2 &= y_{2,1} - y_{1,2} \\
 &= \sqrt{\gamma_1} x_{1,2} + \sqrt{\gamma_2} x_{2,2} + w_{2,1} - w_{1,2}
 \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 r_k 는 $k(k \in \{1, 2\})$ 째 선형결합 식을 의미한다. 즉, 그림 1의 $\mathbf{r}(\mathbf{r} = [r_1 \ r_2]^T)$ 는 선형결합 신호 벡터를 나타낸다. k 째 선형결합 식에는 각 단말기의 t 째 시간 슬롯에 해당하는 M -QAM 심벌이 중첩되어 나타나며, STLC 기법에 의해 무선 채널에 의한 각 심벌의 위상 왜곡이 보상되어 신호의 세기만 왜곡된 형태로 나타난다. 각 선형결합 식은 두 수신 신호의 합으로 인해 가우시안 잡음의 영향이 $\mathcal{CN}(0, 2\sigma_0^2)$ 의 분포를 따르게 된다. 즉, 식 (3)의 각 선형결합 식에 존재하는 가우시안 잡음을 n_k 로 정의하면, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_0^2)$ 이다.

위 선형결합 식에는 두 단말기의 신호가 중첩되어 나타나므로 수신 기지국은 Joint ML 검파기를 사용하여 각 단말기가 전송한 심벌을 검파한다. 이때, 수신 기지국은 각 단말기로부터의 부분 CSI, 즉, 무선 채널 이득 값 γ_i 는 알고 있다고 가정한다. M -QAM 심벌의 집합을 \mathcal{X} 라고 할 때, 다음과 같이 각 단말기 전송 심벌을 검출한다:

$$[\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k}] = \arg \min_{x_{1,k}, x_{2,k} \in \mathcal{X}} |r_k - \sqrt{\gamma_1} x_{1,k} - \sqrt{\gamma_2} x_{2,k}|^2 \tag{4}$$

III. 제안하는 상향링크 STLC NOMA 시스템

두 송신 단말기로부터 수신 기지국까지의 무선 채널 이득 값 비는 상향링크 STLC NOMA 시스템 평균

BER 성능에 큰 영향을 미친다. 예를 들어 그림 2와 같이 두 신호가 비슷한 무선 채널 이득 값을 갖는 채널을 통과한 경우, 수신 신호의 성상도에서 최소 거리가 작아지게 되어 BER 성능이 극단적으로 나빠진다. 특히 무선 채널 이득 값의 분포가 같은 경우 이러한 영향은 더욱 심화된다.

이에 대한 성능 저하를 완화시키고자 PC 기법과 PS 기법을 사용하는 상향링크 STLC NOMA 시스템을 제안한다.

3.1 PC 기법을 적용한 상향링크 PC-STLC NOMA

본 절에서는 각 단말기의 같은 시간 슬롯에 해당하는 변조 심벌에 서로 다른 비율로 전력을 할당하여 STLC 신호로 부호화하는 상향링크 NOMA 시스템을 고려한다. 각 단말기가 두 시간 슬롯 동안 송신하는 심벌의 전력을 정규화할 수 있도록 표 1과 같이 전력 할당 계수 $\alpha(0 \leq \alpha < 1)$ 를 사용해 각 전송 심벌의 PC를 수행한다. α 는 기지국으로부터 각 단말로 파일럿 신호를 통해 전달되어, 각 단말기가 알고 있다고 가정한다. 그림 3은 무선 채널 이득 값이 비슷한 상황에서 두 단말기가 모두 4-QAM 변조 방식을 사용하여 신호를 전송하는 경우를 가정했을 때, PC 기법을 적용한 상향링크 PC-STLC NOMA 시스템의 각 단말기 심벌 성상도와 수신 기지국에서 Joint ML 검파기를 사용하여 검파할 때의 성상도를 나타낸다.

표 1. 전력 할당 계수 $\alpha(0 \leq \alpha < 1)$ 를 쓴 $x_{i,t}$ PC.
 Table 1. PC for $x_{i,t}$ with Power Control Coefficient $\alpha(0 \leq \alpha < 1)$.

$x_{i,t}$	$t = 1$	$t = 2$
$i = 1$	$\sqrt{1+\alpha}$	$\sqrt{1-\alpha}$
$i = 2$	$\sqrt{1-\alpha}$	$\sqrt{1+\alpha}$

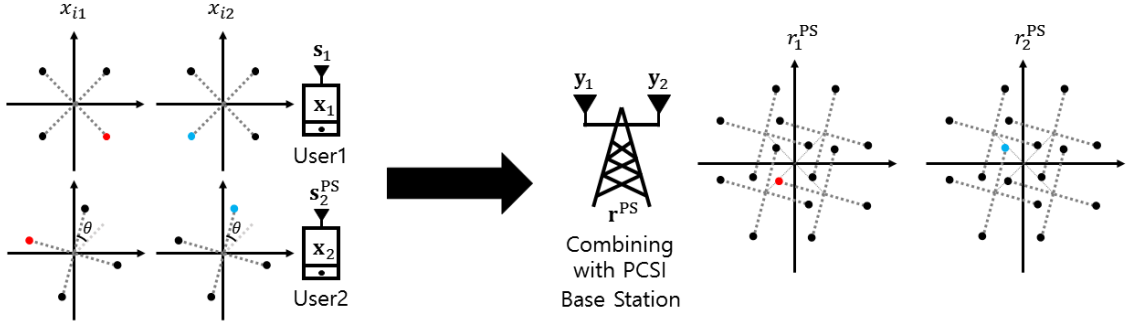


그림 4. 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템에서의 변조 심벌 및 수신 신호 성상도 예시.
Fig. 4. Constellation example of the modulated symbols and received signals in uplink PS-STLC NOMA.

PC 기법을 적용한 STLC 신호를 $s_{i,t}^{PC}$ 으로 정의하며, 이때 부호화된 STLC 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_{1,1}^{PC} &= \frac{h_{1,1}^* \sqrt{1+\alpha} x_{1,1} + h_{1,2}^* \sqrt{1-\alpha} x_{1,2}^*}{\sqrt{\gamma_1}}, \\ s_{1,2}^{PC} &= \frac{h_{1,2}^* \sqrt{1+\alpha} x_{1,1}^* - h_{1,1}^* \sqrt{1-\alpha} x_{1,2}}{\sqrt{\gamma_1}}, \\ s_{2,1}^{PC} &= \frac{h_{2,1}^* \sqrt{1-\alpha} x_{2,1} + h_{2,2}^* \sqrt{1+\alpha} x_{2,2}^*}{\sqrt{\gamma_2}}, \\ s_{2,2}^{PC} &= \frac{h_{2,2}^* \sqrt{1-\alpha} x_{2,1}^* - h_{2,1}^* \sqrt{1+\alpha} x_{2,2}}{\sqrt{\gamma_2}}. \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 각 기호는 II절과 같은 의미를 나타내며 동일한 특성을 갖는다.

수신 기지국에서 두 시간 슬롯 동안 두 안테나로 수신한 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,2} \\ y_{2,1} & y_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,1}^{PC} & s_{1,2}^{PC} \\ s_{2,1}^{PC} & s_{2,2}^{PC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

PC 기법을 적용한 상향링크 PC-STLC NOMA 시스템에서 각 단말기의 변조 심벌을 복호화하기 위한 식 (6)의 선형결합 식을 r_k^{PC} 로 정의하고 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1^{PC} &= y_{1,1} + y_{2,2}^* \\ &= \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1+\alpha} x_{1,1} + \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1-\alpha} x_{2,1} + n_1, \\ r_2^{PC} &= y_{2,1} - y_{1,2}^* \\ &= \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1-\alpha} x_{1,2} + \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1+\alpha} x_{2,2} + n_2. \end{aligned} \quad (7)$$

위 선형결합 식으로부터 각 단말기의 심벌을 검파하기 위해 다음과 같이 전력 제어 계수를 고려한 Joint ML 검파기를 사용하여 다음과 같이 각 단말기의 심벌을 검파한다.

$$\begin{aligned} &[\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k}] \\ &= \arg \min_{x_{1,k}, x_{2,k} \in X} |r_k^{PC} - \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1+\alpha} x_{1,k} - \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1-\alpha} x_{2,k}|^2. \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\alpha_1 = \alpha$ 이고, $\alpha_2 = -\alpha$ 이다.

3.2 PS 기법을 적용한 상향링크 PS-STLC NOMA

본 절에서는 상향링크 STLC NOMA 시스템에서 각 단말기가 전송한 M -QAM 심벌이 크기만 변하여 중첩되는 특성과 수신 기지국에서 두 중첩된 M -QAM 심벌에 대해 γ_i 을 알고 Joint ML 검출 기법을 사용하는 특성 (식 (4))을 사용하여, M -QAM 심벌 성상도를 임의의 각으로 회전하고 STLC 신호로 부호화하는 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템을 고려한다.

구체적으로 각 단말기의 두 시간 슬롯에 대한 M -QAM 심벌 모두를 동일한 각으로 회전시켜 전송한다. 이때, 조향 각은 두 단말기와 기지국 사이의 무선 채널 이득 값의 비를 고려하지 않는다. 그림 4는 무선 채널 이득 값 γ_i 가 비슷한 상황에서, 두 단말기가 모두 4-QAM 변조 방식을 사용하여 신호를 전송하는 경

표 2. 위상 조향 계수 θ_i ($0 < \theta_i < 90$)를 쓴 $x_{i,t}$ PS.
Table 2. PS for $x_{i,t}$ with Phase Steering Coefficient θ_i ($0 < \theta_i < 90$).

$x_{i,t}$	$t = 1$	$t = 2$
$i = 1$		$e^{j\theta_1}$
$i = 2$		$e^{j\theta_2}$

우를 가정했을 때, PS를 적용한 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템의 각 단말기 심벌 정상도와 수신 기지국에서 Joint ML 검파기를 사용하여 검파할 정상도를 나타낸다.

각 단말기는 기지국이 전송한 파일럿 신호로부터 위상 조향 계수 θ_i [$^\circ$] ($0 < \theta_i < 90$)를 수신하고, 표 2에서 정의한 바와 같이 M-QAM 심벌의 위상을 조향한다. 본 논문에서는 두 송신 단말기만을 고려하므로 $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \theta$ 로 가정한다. 즉, 그림 4의 예와 같이 두 번째 단말기 M-QAM 심벌의 정상도 위상을 θ 만큼 조향한다. PS 기법을 적용한 두 번째 단말기의 STLC 신호를 $s_{2,t}^{PS}$ 로 정의하고, 이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{2,1}^{PS} = \frac{h_{2,1}^* x_{2,1} e^{j\theta} + h_{2,2}^* x_{2,2} e^{-j\theta}}{\sqrt{\gamma_2}}, \quad (9)$$

$$s_{2,2}^{PS} = \frac{h_{2,2}^* x_{2,1} e^{-j\theta} - h_{2,1}^* x_{2,2} e^{j\theta}}{\sqrt{\gamma_2}}.$$

여기서 각 기호는 II절과 같은 의미를 나타내며, 동일한 특성을 가진다.

수신 기지국에서 두 시간 슬롯 동안 두 안테나로 수신한 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,2} \\ y_{2,1} & y_{2,2} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2] \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} \\ s_{2,1}^{PS} & s_{2,2}^{PS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

두 번째 단말기의 심벌에 위상 조향 기법이 적용된 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템에서 변조 심벌을 복호화하기 위한 선형결합 식을 r_k^{PS} 로 정의하고, 식 (10)의 네 수신 신호로부터 다음과 같은 선형결합을 수행한다.

$$r_1^{PS} = y_{1,1} + y_{2,2} = \sqrt{\gamma_1} x_{1,1} + \sqrt{\gamma_2} x_{2,1} e^{j\theta} + n_1,$$

$$r_2^{PS} = y_{2,1}^* - y_{1,2} = \sqrt{\gamma_1} x_{1,2} + \sqrt{\gamma_2} x_{2,2} e^{j\theta} + n_2. \quad (11)$$

위 선형결합 식으로부터 각 단말기의 심벌을 검파하기 위해 다음과 같이 위상 조향 계수를 고려한 Joint ML 검파기를 사용하여 각 단말기의 심벌을 검파한다.

$$[\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k}] = \arg \min_{x_{1,k}, x_{2,k} \in \mathcal{X}} |r_k^{PS} - \sqrt{\gamma_1} x_{1,k} - \sqrt{\gamma_2} x_{2,k} e^{j\theta}|^2. \quad (12)$$

3.3 PC와 PS 기법을 동시에 적용한 상향링크 PC-PS-STLC NOMA

본 절에서는 상향링크 STLC NOMA 시스템에 앞서 제한한 PC 및 PS 기법을 동시에 적용한 PC-PS-STLC NOMA 시스템을 고려한다. 즉, 각 단말기의 심벌에 표 1과 같이 PC를 적용하고, 표 2와 같이 ($\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \theta$) PS를 적용한다. 두 기법이 결합되어 (Combined) 동시 적용된 STLC 신호를 $s_{i,t}^{Com}$ 로 정의하며, 이는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$s_{1,1}^{Com} = \frac{h_{1,1}^* \sqrt{1+\alpha} x_{1,1} + h_{1,2}^* \sqrt{1-\alpha} x_{1,2}^*}{\sqrt{\gamma_1}},$$

$$s_{1,2}^{Com} = \frac{h_{1,2}^* \sqrt{1+\alpha} x_{1,1}^* - h_{1,1}^* \sqrt{1-\alpha} x_{1,2}}{\sqrt{\gamma_1}}, \quad (13)$$

$$s_{2,1}^{Com} = \frac{h_{2,1}^* \sqrt{1-\alpha} x_{2,1} e^{j\theta} + h_{2,2}^* \sqrt{1+\alpha} x_{2,2} e^{-j\theta}}{\sqrt{\gamma_2}},$$

$$s_{2,2}^{Com} = \frac{h_{2,2}^* \sqrt{1-\alpha} x_{2,1} e^{-j\theta} - h_{2,1}^* \sqrt{1+\alpha} x_{2,2} e^{j\theta}}{\sqrt{\gamma_2}}.$$

여기서 각 기호는 II절과 같은 의미를 나타내며, 동일한 특성을 가진다.

수신 기지국에서 두 시간 슬롯 동안 두 안테나로 수신한 신호는 다음과 같다:

$$\begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,2} \\ y_{2,1} & y_{2,2} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2] \begin{bmatrix} s_{1,1}^{Com} & s_{1,2}^{Com} \\ s_{2,1}^{Com} & s_{2,2}^{Com} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{1,2} \\ w_{2,1} & w_{2,2} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

PC와 PS가 동시에 적용된 상향링크 PC-PS-STLC NOMA 시스템에서 변조 심벌을 복호화하기 위한 선형결합 식을 r_k^{Com} 로 정의하면, 식 (14)의 네 수신 신호로부터 다음과 같은 선형결합 식을 얻을 수 있다.

$$r_1^{Com} = y_{1,1} + y_{2,2}$$

$$= \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1+\alpha} x_{1,1} + \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1-\alpha} x_{2,1} e^{j\theta} + n_1,$$

$$r_2^{Com} = y_{2,1}^* - y_{1,2}$$

$$= \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1-\alpha} x_{1,2} + \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1+\alpha} x_{2,2} e^{j\theta} + n_2. \quad (15)$$

마지막으로 위 선형결합 식으로부터 각 단말기 변조 심벌을 검파하기 위해, 식 (4)에 다음과 같이 전력 제어 계수 α 와 위상 조향 계수 θ 를 고려한 Joint ML 검파기를 사용하여 각 단말기로부터 전송된 심벌을 검파한다.

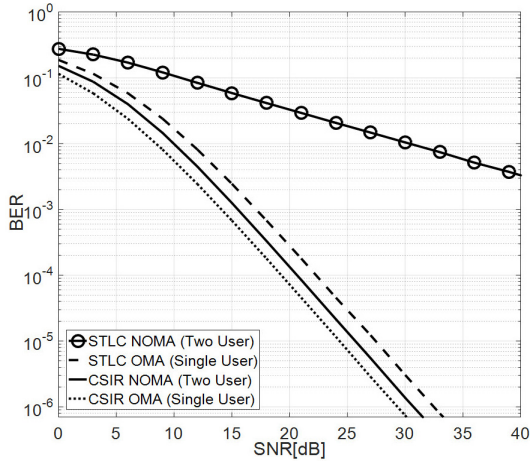


그림 5. 상향링크 STLC NOMA의 BER 성능.
Fig. 5. BER performance of Uplink STLC NOMA.

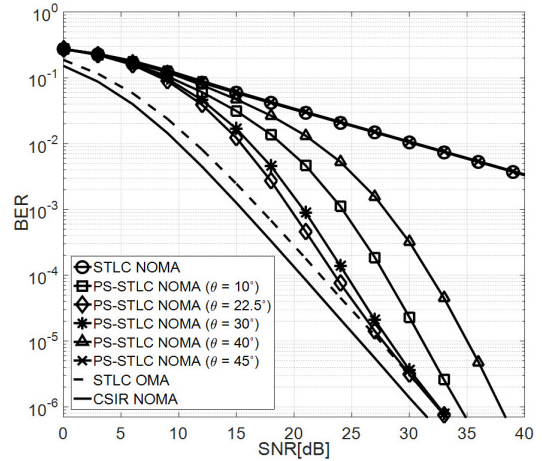


그림 7. 상향링크 PS-STLC NOMA의 BER 성능.
Fig. 7. BER performance of Uplink PS-STLC NOMA.

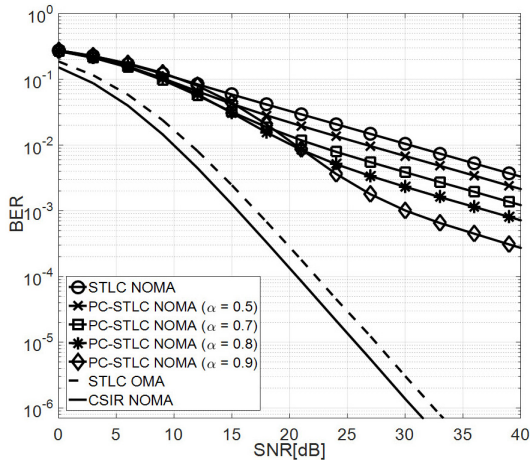


그림 6. 상향링크 PC-STLC NOMA의 BER 성능.
Fig. 6. BER performance of Uplink PC-STLC NOMA.

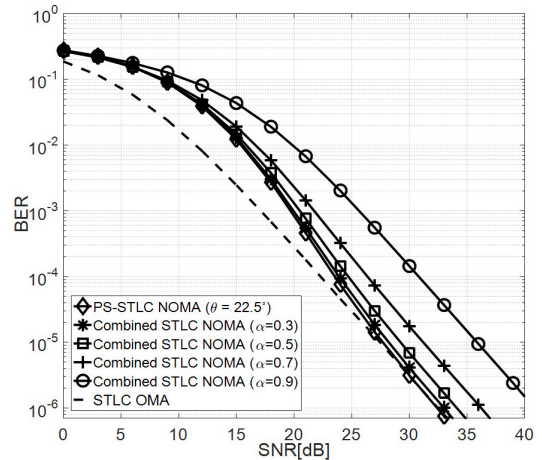


그림 8. 상향링크 PC-PS-STLC NOMA의 BER 성능.
Fig. 8. BER performance of Uplink PC-PS-STLC NOMA.

$$\begin{aligned}
 & [\hat{x}_{1,k}, \hat{x}_{2,k}] \\
 & = \arg \min_{x_{1,k}, x_{2,k} \in \mathcal{X}} |r_k^{\text{Com}} - \sqrt{\gamma_1} \sqrt{1 + \alpha_k} x_{1,k} - \sqrt{\gamma_2} \sqrt{1 - \alpha_k} x_{2,k} e^{j\theta}|^2.
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 상향링크 STLC NOMA 시스템과 PC 및 PS 기법을 적용한 상향링크 STLC NOMA 시스템의 분석을 위해, 모의실험에서 각 단말기가 전송하는 신호의 변조 방식은 4-QAM을 사용하였다. 이후 제안한 네 기법, 즉, STLC NOMA, PC-STLC NOMA, PS-STLC NOMA, PC-PS-STLC NOMA에 대해 SNR 대비 평균 BER 성능을 비교 분

석했다.

그림 5는 STLC 기법을 상향링크 NOMA 시스템에 그대로 사용했을 때 BER 성능 모의실험 결과를 나타낸다. 실험 결과 직교다중접속 (Orthogonal Multiple Access: OMA) 시스템에서의 STLC나 CSIR 조건에서의 OMA 및 NOMA는 최적 다이버시티 이득을 달성할 수 있는 반면, 상향링크 STLC NOMA 시스템의 경우 최적 다이버시티 이득을 달성할 수 없는 것을 확인하였다(기울기 비교). 이는 수신단에서 STLC 신호를 복호화한 후 두 변조 심벌에 대한 각각의 무선 채널 이득 값이 큰 유사도를 띄고 있기 때문이다. 이러한 영향은 복호화한 신호의 성상도 상에서 최소거리가 작아짐을 의미하므로 극심한 성능 저하를 보인다. 따라서 복호화한 중첩 신호에 대한 성상도 상에서 최

소거리를 증가하기 위한 기법이 필요하다.

그림 6은 PC 기법을 적용한 상향링크 PC-STLC NOMA 시스템의 평균 BER 성능 모의실험 결과이다. 실험 결과 SNR이 증가할수록 PC 기법을 적용하지 않은 상향링크 STLC NOMA 시스템에 비해 평균 BER 성능이 향상되며, 특히 전력 할당 계수 α 가 클수록 높은 SNR 구간에서 더 큰 폭으로 성능이 향상되는 것을 확인하였다. 하지만, 낮은 SNR 구간에서 α 가 극단적으로 커지는 경우 $\sqrt{1-\alpha}$ 의 전력이 할당되는 심벌에 대한 수신 SNR이 감소하여 낮은 SNR 구간에서 평균 BER 성능이 저하되는 것을 확인하였다. 또한, 상향링크 STLC NOMA 시스템에 PC 기법을 적용하여도 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻을 수 없음을 확인하였다.

그림 7은 PS 기법을 적용한 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템의 평균 BER 성능 모의실험 결과이다. 실험 결과 상향링크 STLC NOMA 시스템에 PS 기법을 적용하는 경우, 어떠한 위상각에서도 최적 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며, 각 단말기가 4-QAM 변조 방식을 사용하는 경우 최적 위상 조향 계수는 22.5° 로 추측된다. 또한, 높은 SNR 구간에서 평균 BER 성능이 STLC OMA와 같아짐을 확인하였다.

그림 8은 PC 기법과 PS 기법을 동시에 적용한 상향링크 PC-PS-STLC NOMA 시스템의 평균 BER 성능 모의실험 결과이다. 위상 조향각은 최적 위상 조향 계수로 추측되는 $\theta=22.5^\circ$ 로 고정하여 모의실험을 수행하였다. 실험 결과 최적 다이버시티 이득은 그대로 얻을 수 있지만, 낮은 전력으로 할당된 신호의 SNR 감소로 인해 평균 BER 성능은 최적 위상 조향 계수가 적용된 위상 조향 기법만을 적용한 경우보다 오히려 저하되는 것을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 상향링크 NOMA 시스템에 STLC 기법으로 신호를 전송하는 통신 시스템을 제안하고, 제안한 시스템의 성능 향상을 위해 PC 기법 및 PS 기법을 추가로 제안하였다. 또한, 모의실험을 통해 제안한 시스템의 SNR 대비 평균 BER 성능을 확인하였다. 그 결과 STLC 기반 상향링크 NOMA 시스템의 경우 최적 시공간 다이버시티 이득을 얻지 못하여 낮은 평균 BER 성능을 보이는 것으로 확인하였다. 하지만, 성능 향상을 위해 성상도 상에서 최소거리를 증가시키는 방법으로써 제안한 PC 기법과 PS 기법을 적용

한 결과, PC 기법을 적용한 경우 최적 다이버시티 이득은 얻지 못하였지만 상향링크 STLC NOMA 시스템보다 향상된 평균 BER 성능을 얻을 수 있었다. 더불어, PS 기법을 적용한 경우에는 더욱 향상된 평균 BER 성능을 보였으며, 모든 위상 조향 계수에 대해 최적 다이버시티 이득을 얻는 것을 확인하였고, 결과적으로 최적 위상 조향 계수가 존재하며 이는 두 단말기가 4-QAM을 사용하는 경우 22.5° 로 추측된다. 추가로 PC 기법과 PS 기법을 동시에 적용한 상향링크 PC-PS-STLC NOMA 시스템의 평균 BER 성능은 PS 기법만 단일 적용한 상향링크 PS-STLC NOMA 시스템보다 성능이 감소함을 보였다. 추후 연구에서는 PS-STLC NOMA 시스템에 대한 SNR 대비 각 단말기의 BER 성능을 수학적으로 분석할 예정이다.

References

- [1] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I, and Z. Wang, "Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, Sep. 2015.
- [2] J. S. Yeom, E. Chu, B. C. Jung, and H. Jin, "Performance analysis of diversity-controlled multi-user superposition transmission for 5G wireless networks," *Sensors*, vol. 18, no. 2, Feb. 2018.
- [3] J.-B. Seo, B. C. Jung, and H. Jin, "Nonorthogonal random access for 5G mobile communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, no. 8, pp. 7867-7871, Aug. 2018.
- [4] Y. Sun, Z. Ding, X. Dai, and G. K. Karagiannidis, "A feasibility study on network NOMA," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 66, no. 9, pp. 4303-4317, Sep. 2018.
- [5] S. M. R. Islam, J. M. Kim, and K. S. Kwak, "On non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 12, pp. 2549-2558, Dec. 2015.
- [6] N. Zhang, J. Wang, G. Kang, and Y. Liu, "Uplink nonorthogonal multiple access in 5G systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 3, pp. 458-461, Mar. 2016.
- [7] L. Dai, B. Wang, Z. Ding, Z. Wang, S. Chen,

and L. Hanzo, "A survey of non-orthogonal multiple access for 5G," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, vol. 20, no. 3, pp. 2294-2323, 3rd Quart. 2018.

- [8] W. S. Choi, H. S. Chang, P. S. Kim, and J. G. Kim, "Joint ML & MMSE-SIC detection for multi cell network environment," in *Proc. ICSPCS*, pp. 1-5, Gold Coast, Australia, Dec. 2014.
- [9] M. Toka and O. Kucur, "Non-orthogonal multiple access with alamouti space-time block coding," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 9, pp. 1954-1957, Sep. 2018.
- [10] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018.
- [11] T.-W. Ban and B. C. Jung, "On the multi-user diversity with fixed power transmission in cognitive radio networks," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 74-77, Feb. 2014.
- [12] N. Ye, A. Wang, X. Li, W. Liu, X. Hou, and H. Yu, "On constellation rotation of NOMA with SIC receiver," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 514-517, 2018.

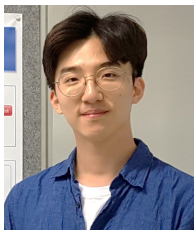
이 기 훈 (Ki-Hun Lee)



2018년 8월 : 충남대학교 전자공학과 졸업
 2018년 9월~현재 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석박사통합과정
 <관심분야> Wireless Scheduling Algorithms, Spectrum Sharing

[ORCID:0000-0002-0415-5603]

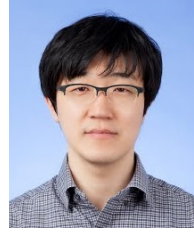
염 정 선 (Jeong Seon Yeom)



2017년 8월 : 충남대학교 전자공학과 졸업
 2017년 9월~현재 : 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> NOMA, MAC, MIMO Channel

[ORCID:0000-0003-0480-034X]

정 방 철 (Bang Chul Jung)



2002년 2월 : 이주대학교 전자공학부 졸업
 2004년 8월 : KAIST 전자전산학과 석사
 2008년 2월 : KAIST 전자전산학과 박사
 2008년 3월~2009년 8월 : KAIST IT 융합연구소 팀장

2009년 9월~2010년 2월 : KAIST IT 융합연구소 연구교수
 2010년 3월~2014년 2월 : 경상대학교 정보통신공학과 조교수
 2014년 3월~2015년 8월 : 경상대학교 정보통신공학과 부교수
 2015년 9월~현재 : 충남대학교 전자공학과 부교수
 2010년 4월~현재 : KAIST IT 융합연구소 겸직교수
 <관심분야> 무선통신, 통계적 신호처리, 정보이론, 압축센싱, 이동통신 시스템
 [ORCID:0000-0002-4485-9592]

정 진 곤 (Jingon Joung)



2001년 2월 : 연세대학교 전과공학과 졸업
 2003년 2월 : KAIST 전자전산학과 석사
 2007년 2월 : KAIST 전자전산학과 박사
 2007년 3월~2008년 8월 : KAIST BK 박사후연구원

2007년 8월~2008년 8월 : (주)루미콤, 위촉연구원
 2008년 9월~2009년 9월 : UCLA, 박사후연구원
 2009년 10월~2016년 2월 : I2R, Singapore, 연구원
 2016년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 부교수
 <관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습
 [ORCID:0000-0002-9551-1123]