

이중 시공간 선 부호화 시스템 전송률 증대를 위한 채널 셔플링 행렬 및 디-셔플링 기법

김재홍*, 정진곤^o

Channel Shuffling Matrix and De-Shuffling Methods for Rate Enhancement of Double Space-Time Line Coded Systems

Jaehong Kim*, Jignon Jung^o

요약

본 연구에선 채널 셔플링 이중 시공간 선 부호화 (DSTLC: double space-time line coded) 시스템이 얻는 데이터 전송률을 높이기 위한 최적 채널 셔플링 행렬 및 디-셔플링 기법을 제안한다. 채널 셔플링 DSTLC 송신기는 전체 K 개 셔플링 행렬 중 수신 신호 대 잡음비를 최대화하는 최적 셔플링 행렬을 탐색하여 채널 셔플링을 수행한다. 수신기는 올바른 디-셔플링을 위해, 셔플링 인덱스를 송신기로부터 feed-forward 받거나, k -평균 군집화 알고리즘을 통해 스스로 추정할 수 있다. 이때, feed-forward와 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법은 각각 시그널링 오버헤드와 셔플링 오류로 인해 데이터 전송률이 저하될 수 있다. 본 연구에선 채널 셔플링 DSTLC 시스템의 시그널링 오버헤드와 셔플링 오류율을 고려한 데이터 전송률 모델을 설계하고, 최적 셔플링 행렬 수 K 와 디-셔플링 기법을 제시한다. 모의실험 결과, 심볼 변조 차수가 높은 경우 feed-forward 기반 디-셔플링 기법이, 심볼 변조 차수가 낮은 경우엔 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법이 최대 데이터 전송률을 얻음을 확인하였다. 또한, 주어진 통신 프레임 길이에 따른 최적 K 를 설정하여 데이터 전송률 증대 효과를 개선할 수 있음을 확인하였다.

Key Words : Double space-time line code, channel shuffling, signaling overhead, k -means clustering

ABSTRACT

This study proposes the optimal channel shuffling (CS) matrices and de-shuffling methods to enhance the data rate of CS double space-time line coded (CS-DSTLC) systems. The CS-DSTLC transmitter performs channel shuffling by finding the optimal shuffling matrix that maximizes the received signal-to-noise ratio among total K shuffling matrices. For the correct de-shuffling at the receiver, the shuffling index can be feed-forwarded from the transmitter or estimated by the k -means clustering algorithm. However, feed-forward and k -means clustering-based de-shuffling methods degrade the data rate due to signaling overhead and shuffling errors, respectively. In this work, considering the signaling overhead and shuffling error rate, a CS-DSTLC system data rate model is designed. The optimal number of shuffling matrices K and de-shuffling methods are then suggested. Simulation results show that the data rate can be maximized using the feed-forward-based method in high-order modulation, yet the k -means clustering-based method achieves a higher data rate in low-order modulation. Also, it is verified that the data rate enhancement can be improved by choosing an optimal K for a given frame length.

* 이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원과(2022R1A2C1003750 & RS-2024-00405510) 정보통신기획평가원의 지원(No.2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발, 50%) 받아 수행된 연구임.

• First Author : Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering, kjhct9606@cau.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Chung-Ang University Department of Electrical and Electronics Engineering, jgjong@cau.ac.kr, 종신회원
 논문번호 : 202405-104-B-RN, Received May 16, 2024; Revised July 4, 2024; Accepted July 15, 2024

I. 서 론

최대 공간 다이버시티 이득과 최대 전송률을 함께 얻는 시공간 부호화 기법으로 시공간 선 부호화 (STLC: space-time line code) 기술이 최근 제안되었다^[1]. STLC는 송수신기 내 신호처리와 채널 정보 활용 측면에서 시공간 블록 부호화 (STBC: space-time block code)와 대칭적인 구조를 갖는다. 다시 말해, 채널 정보를 수신기에서 활용하는 STBC와 달리, STLC는 송신기가 채널 정보를 활용하여 부호화하고, 수신기는 부분적인 채널 정보 혹은 채널 정보 없이 간단한 선형 결합을 통해 수신 신호를 복호화할 수 있다. 간단한 송수신 처리로 최대 공간 다이버시티 이득을 얻는 STLC 기술은 중계기 기반 협력 통신^[2], 지능형 반사 표면^[3,4], 안테나 선택 기술^[5], 이동체 통신^[6] 등 다양한 통신 시스템에 적용되어 활발한 연구가 이루어지고 있다.

한편, 한 개 송신 안테나와 두 개 수신 안테나로 구성된 기존 1×2 STLC 시스템이 얻는 데이터 전송률을 증가시키기 위해, 두 개 송신 안테나와 네 개 수신 안테나로 구성된 2×4 이중 시공간 선 부호 (DSTLC: double STLC) 시스템이 제안되었다^[7]. 여기서, STLC를 DSTLC로 확장하여 두 데이터 스트림을 전송하는 방식은 기존 2×1 STBC를 4×2 DSTTD (double space-time transmit diversity)로 확장하는 방식과 유사하다^[8]. 나아가, DSTTD 시스템에 안테나 서플링 (antenna shuffling) 기법을 적용하여 성능을 극대화하는 기존 연구^[9,10]에 착안하여, DSTLC 시스템에 채널 서플링을 적용하는 기술이 제안되었다^[11]. 채널 서플링 DSTLC 시스템에선 송신기가 수신 신호 대 잡음비 (SNR: signal-to-noise ratio)를 최대화하는 채널 서플링을 수행하고, 서플링된 채널 행렬로 DSTLC 부호화를 진행한다. 수신기는 송신기가 선택한 서플링 인덱스에 대응하는 다-서플링 후 DSTLC 심볼을 복호화한다.

수신기는 올바른 다-서플링을 수행하기 위해 송신기가 수행한 채널 서플링에 대한 정보가 필요하다. 이때, 수신기는 송신기로부터 서플링 인덱스를 feed-forward 받아 올바른 다-서플링을 수행할 수 있다. 하지만 매 프레임마다 최적 서플링 인덱스를 전송하는 시그널링 오버헤드로 인해, 데이터 전송률이 낮아질 수 있다. 이에 따라, 기존 연구^[11]에선 k -평균 군집화 알고리즘을 활용하여 시그널링 오버헤드 없이 서플링 인덱스를 추정하는 다-서플링 기법을 제안했다. 이러한 k -평균 군집화 알고리즘은 프레임 길이가 짧거나 심볼 변조 치수가 클 때, 서플링 오류율이 증가하여 데이터 전송률 성능이 저하될 수 있다. 따라서, 채널 서플링 DSTLC 시

스템은 수신기 측 다-서플링 방식에 따라 달라지는 데이터 전송률에 대한 성능 평가가 필요하다. 하지만 기존 연구^[11]에선 두 가지 다-서플링 기법으로 얻는 비트 오류율 (BER: bit-error-rate)만을 비교하며, 시그널링 오버헤드를 고려한 데이터 전송률 성능은 비교한 바 없다.

본 연구에선 DSTLC 시스템이 얻는 데이터 전송률을 극대화하기 위한 최적 채널 서플링 행렬과 다-서플링 기법을 제시한다. 먼저, feed-forward와 k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법으로 인해 각각 발생하는 시그널링 오버헤드 및 서플링 오류율을 확인하고, 이를 반영한 데이터 전송률 모델을 설계한다. 이후, 특정 심볼 변조 치수와 프레임 길이에서 최대 데이터 전송률을 얻는 최적 서플링 행렬 수와 다-서플링 기법을 실험적으로 보인다. 모의실험 결과, 채널 서플링 DSTLC 시스템에서 치수가 낮은 심볼 변조를 활용할 경우, k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법이 feed-forward 기반 다-서플링 기법 대비 높은 데이터 전송률 성능을 얻음을 확인하였다. 반면, 치수가 높은 심볼 변조를 활용한 경우, feed-forward 기반 다-서플링 기법이 k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법을 능가하는 것을 확인하였다. 나아가, 프레임이 짧은 채널 서플링 DSTLC 시스템에선 고려하는 채널 서플링 행렬 수를 낮추어 데이터 전송률 성능 열화를 완화할 수 있음을 확인하였다.

본 논문에서 사용하는 표기법은 다음과 같다. 위첨자 $*$, T , H , -1 은 각각 복소 켤레, 전치, 켤레 전치, 그리고 역행렬 연산자를 의미한다. $x \sim CN(\mu, \sigma^2)$ 는 확률 변수 x 가 평균 μ 와 분산 σ^2 를 갖는 복소 정규 분포를 따름을 의미한다. $\| \mathbf{X} \|_F$ 는 행렬 \mathbf{X} 에 대한 Frobenius norm이며, E_x 는 확률 변수 x 에 대한 기댓값 연산자이다. \mathbf{I}_N 과 $\mathbf{0}_N$ 은 각각 $N \times N$ 차원 단위행렬과 영행렬을 의미한다. $[x]$ 는 실수 x 보다 크거나 같은 최소 정수를 의미한다.

II. 채널 서플링 DSTLC 신호 및 시스템 모델

본 연구에선 그림 1에서와 같이 두 개 송신 안테나와 네 개 수신 안테나로 구성된 2×4 DSTLC 시스템을 고려한다. 송수신기 사이 2×4 채널은 한 프레임 동안 변하지 않는다고 가정한다. 이때, DSTLC 송신기는 두 스트림을 동시에 전송하므로, DSTLC 시스템이 한 프레임 내에 전송하는 심볼 개수를 N_s 라고 할 때, $N_s/2$ 심볼 시간 (즉, 프레임 길이) 동안 채널이 변하지 않는다. 예를 들어, $N_s = 4$ 인 경우, 네 심볼이 전송되는 두 심볼 시간 동안 채널은 변하지 않는다^[11]. 따라서, 심볼

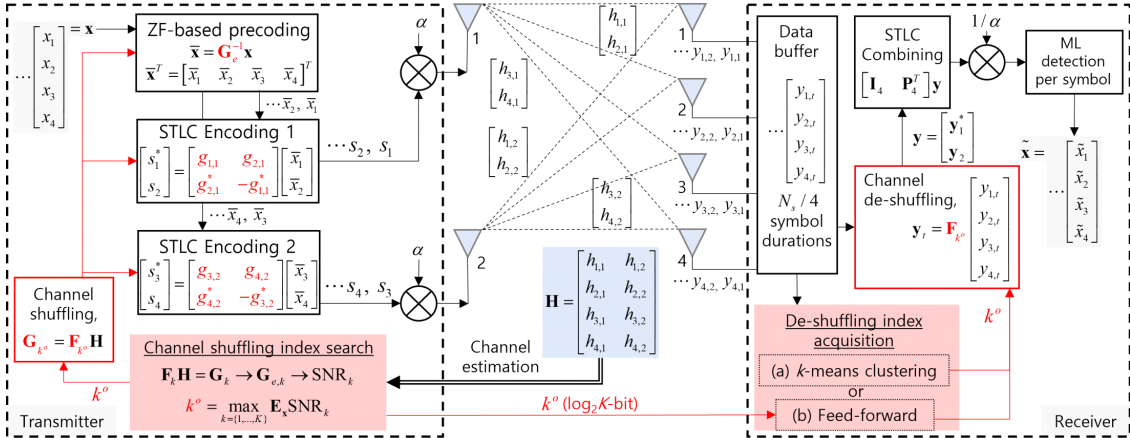


그림 1. 채널 셔플링 기법을 활용한 2x4 DSTLC 시스템 송·수신기 구조
Fig. 1. Transceiver structure of 2x4 DSTLC system with channel shuffling method.

시간을 T_s 로 정의할 때, 채널 상관 시간 T_c 는 다음과 같은 부등호 관계를 만족한다:

$$T_c \geq \frac{N_s}{2} T_s. \quad (1)$$

본 장에선 네 정보 심볼 (x_1, x_2, x_3, x_4)를 두 심볼 시간 동안 전송하는 경우 (즉, $N_s = 4$)를 고려하여 신호 모델을 설명한다.

n 째 송신 안테나와 m 째 수신 안테나 사이 채널을 $h_{m,n}$ 으로 표기하며, 각 채널은 Rayleigh 페이딩 모델을 따른다^[11] (즉, $h_{m,n} \sim CN(0,1)$). 이때, 2x4 다중 입·출력 채널 행렬을 다음과 같이 구성한다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \\ h_{3,1} & h_{3,2} \\ h_{4,1} & h_{4,2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{4 \times 2}. \quad (2)$$

DSTTD 시스템 수신 SNR 향상을 위해 고안된 안테나 셔플링 기법과 유사하게^[10], DSTLC 시스템에선 송신기가 채널 행렬 \mathbf{H} 의 행 순서를 바꾸는 채널 셔플링을 통해 수신 SNR을 높일 수 있다. 셔플링된 채널 행렬 \mathbf{G}_k 는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} g_{k,1,1} & g_{k,1,2} \\ g_{k,2,1} & g_{k,2,2} \\ g_{k,3,1} & g_{k,3,2} \\ g_{k,4,1} & g_{k,4,2} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_k \mathbf{H} \in \mathbb{C}^{4 \times 2}. \quad (3)$$

여기서, 셔플링 행렬 $\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 는 \mathbf{H} 에 대한 행 치환 행렬을 의미한다. 송신기는 (3)에서 보인 셔플링된 채널 행렬을 활용하여 다음과 같이 두 개 STLC 심볼을 생성하는 DSTLC 부호화를 수행한다^[11]:

$$\mathbf{s}_{k,1} = \begin{bmatrix} s_{k,1}^* \\ s_{k,2} \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{k,1,1}^H \begin{bmatrix} x_{k,1}^* \\ x_{k,2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2 \times 1}, \quad (4a)$$

$$\mathbf{s}_{k,2} = \begin{bmatrix} s_{k,3}^* \\ s_{k,4} \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{k,2,2}^H \begin{bmatrix} x_{k,3}^* \\ x_{k,4} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2 \times 1}. \quad (4b)$$

이때, $\mathbf{G}_{k,i,j} = [g_{k,i,j}^* \quad \mathbf{P}_2^T g_{k,i,j}] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$, $g_{k,1,j} = [g_{k,1,j} \quad g_{k,2,j}]^T$, $g_{k,2,j} = [g_{k,3,j} \quad g_{k,4,j}]^T$, $\mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이다 ($i, j \in \{1, 2\}$). Zero-forcing (ZF) 기반 전처리를 수행한 정보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_k$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}_k = [\bar{x}_{k,1} \quad \bar{x}_{k,2} \quad \bar{x}_{k,3} \quad \bar{x}_{k,4}]^T = \mathbf{G}_{e,k}^{-1} \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{4 \times 1}. \quad (5)$$

이때, $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T$ 는 정보 심볼 벡터이며, $E_{\mathbf{x}}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}_4$ 를 만족한다. $\mathbf{G}_{e,k} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}$ 는 수신기 측에서 DSTLC 심볼 결합 과정 이후에 얻는 실효 채널 행렬로 이후에 자세히 설명한다.

송신기는 첫째 송신 시간에 안테나 1과 2를 활용하여 각각 $\alpha_k s_{k,1}$ 과 $\alpha_k s_{k,3}$ 을 동시에 전송한다. 이후, 둘째 송신 시간엔, 안테나 1과 2를 통해 각각 $\alpha_k s_{k,2}$ 와 $\alpha_k s_{k,4}$ 를 동시에 전송한다. 여기서, α_k 는 채널 셔플링 DSTLC 평균 송신 전력을 P_{tx} 로 맞추기 위한 정규화

요소이며 다음과 같이 정의한다:

$$\alpha_k = \sqrt{\frac{2P_{tx}}{\|\mathbf{s}_{k,1} \ \mathbf{s}_{k,2}\|_F^2}}. \quad (6)$$

송신기가 k 째 서플링 행렬을 써 채널 서플링 DSTLC 심볼을 전송했을 때, 수신기가 시간 t 에 m 째 수신 안테나로 수신한 신호 $y_{k,m,t}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다 ($m \in \{1,2,3,4\}$, $t \in \{1,2\}$):

$$y_{k,m,t} = \alpha_k g_{k,m,1} s_{k,t} + \alpha_k g_{k,m,2} s_{k,t+2} + v_{m,t}. \quad (7)$$

여기서, $v_{m,t} \sim CN(0, \sigma^2)$ 은 시간 t 에 m 째 수신 안테나가 겪는 가산 백색 가우시안 잡음을 의미한다.

수신기는 서플링 행렬 \mathbf{F}_k 를 활용하여, 다음과 같은 채널 다-서플링 및 DSTLC 결합 과정을 수행한다¹¹⁾.

$$\mathbf{y}_{c,k} = [\mathbf{F}_k \ \mathbf{P}_4^T \mathbf{F}_k] \mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^{4 \times 1}. \quad (8)$$

이때, $\mathbf{P}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_2 & \mathbf{0}_2 \\ \mathbf{0}_2 & \mathbf{P}_2 \end{bmatrix}$ 이며, $\mathbf{y}_k = [\mathbf{y}_{k,1}^H \ \mathbf{y}_{k,2}^T]^T \in \mathbb{C}^{8 \times 1}$,

$\mathbf{y}_{k,t} = [y_{k,1,t} \ y_{k,2,t} \ y_{k,3,t} \ y_{k,4,t}]^T$ 이다. (4), (5), 그리고 (7)을 써, $\mathbf{y}_{c,k}$ 를 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{y}_{c,k} = \alpha_k \mathbf{G}_{e,k} \bar{\mathbf{x}}_k + \mathbf{v}_{c,k}. \quad (9)$$

이때, 선형 결합 잡음 $\mathbf{v}_{c,k} = [\mathbf{F}_4 \ \mathbf{P}_4^T \mathbf{F}_k] [\mathbf{v}_1^H \ \mathbf{v}_2^T]^T$ 이며, $\mathbf{v}_t = [v_{1,t} \ v_{2,t} \ v_{3,t} \ v_{4,t}]^T$ 이다. 실효 채널 행렬 $\mathbf{G}_{e,k}$ 는 다음과 같이 유도한다:

$$\mathbf{G}_{e,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{k,1,1} & \mathbf{G}_{k,1,1}^H & \mathbf{G}_{k,1,2} & \mathbf{G}_{k,2,2}^H \\ \mathbf{G}_{k,2,1} & \mathbf{G}_{k,1,1}^H & \mathbf{G}_{k,2,2} & \mathbf{G}_{k,2,2}^H \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{4 \times 4}. \quad (10)$$

$\mathbf{G}_{e,k}$ 는 rank가 4인 최대 rank 행렬이므로, $\mathbf{G}_{e,k}^{-1}$ 가 존재하며, 이를 써 (5)에서 소개한 ZF 기반 전처리를 수행할 수 있다.

송신기와 수신기가 선택한 서플링 인덱스가 k 로 같다고 가정하면, 정보 심볼 벡터 \mathbf{x} 에 대한 추정치를 다음과 같이 얻을 수 있다:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \frac{\mathbf{y}_{c,k}}{\alpha_k} = \mathbf{x} + \frac{\mathbf{v}_{c,k}}{\alpha_k} \in \mathbb{C}^{4 \times 1}. \quad (11)$$

$\tilde{\mathbf{x}}$ 에 대한 최대 우도 검출을 통해 정보 심볼 벡터 \mathbf{x} 를 얻을 수 있으며, 이때, 수신기는 전체 채널 정보 없이 부분적 채널 정보 α_k 만을 활용함을 알 수 있다. (11)에 따라, 수신 SNR을 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\text{SNR}_k = \frac{\alpha_k^2}{2\sigma^2} = \frac{P_{tx}}{\sigma^2 \|\mathbf{s}_{k,1} \ \mathbf{s}_{k,2}\|_F^2}. \quad (12)$$

III. 최적 서플링 행렬 및 다-서플링 기법

(12)에서 확인할 수 있듯이, 채널 서플링 DSTLC 시스템 수신 SNR은 송신기가 선택한 서플링 인덱스 k 에 따라 결정된다. 송신기는 최대 수신 SNR을 얻을 수 있는 최적 서플링 인덱스를 탐색하여 채널 서플링을 수행하고, 수신기는 송신기와 동일한 인덱스로 다-서플링하여 기존 DSTLC 대비 높은 성능을 얻을 수 있다. 본 장에선, 기존 연구¹¹⁾에서 제안한 송신기 측 서플링 행렬 탐색 방식과 두 가지 다-서플링 기법을 소개한다. 이를 통해, 각 다-서플링 기법이 갖는 시그널링 오버헤드 및 서플링 오류율을 확인하고, 서플링 행렬 수에 따른 시그널링 오버헤드 및 서플링 오류율을 알아본다.

3.1 서플링 행렬 설계 및 최적 서플링 행렬 탐색

송신기는 여러 채널 서플링 행렬 중 수신 SNR을 최대화하는 최적 \mathbf{F}_k 를 탐색하여 채널 서플링을 수행한다. DSTLC 시스템을 위한 서플링 행렬 탐색 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$k^o = \max_{k \in \{1, \dots, K\}} \mathbb{E}_{\mathbf{x}} [\text{SNR}_k]. \quad (13)$$

여기서, K 는 채널 서플링 DSTLC 시스템이 고려하는 전체 채널 서플링 행렬 수를 의미한다. 이때, 서플링 행렬 \mathbf{F}_k 는 각 행과 열에 1이 하나인 행 치환 행렬로, 전체 \mathbf{F}_k 는 24개이다. 그림 2에선, 채널 행렬 \mathbf{H} 가 주어졌을 때, 24개 \mathbf{F}_k 로 얻는 순시 수신 SNR을 비교한다. 실험 결과, 동일 수신 SNR을 얻는 서플링 행렬은 네 개씩 묶이며, 총 여섯 묶음으로 주어진다. 따라서, 본 연구에선 각 묶음에 속한 서플링 행렬 중 하나를 대표로 선택하여, 총 여섯 \mathbf{F}_k 를 채널 서플링에 활용한다¹⁰⁾. 즉, 최대 서플링 행렬 수 $K=6$ 이다. 올바른 다-서플링이 수행되었다고 가정할 때, 채널 서플링 DSTLC 시스템은 $K=6$ 일 때 최대 평균 수신 SNR을 얻을 수 있다. 평균 수신 SNR을 최대화하는 최적 서플링 행렬 탐

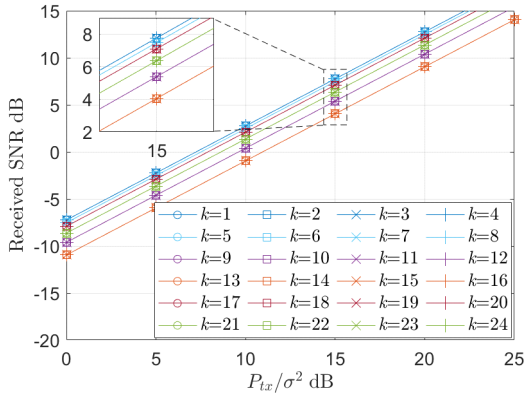


그림 2. 전체 24개 채널 셔플링 행렬로 얻은 순시 수신 SNR 비교
Fig. 2. Instantaneous received SNR comparisons for 24 channel shuffling matrices.

색을 위해, (12)와 Jensen 부등식을 써, 수신 SNR 하한을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$E_{\mathbf{x}} [\text{SNR}_k] \geq \frac{P_{tx}/\sigma^2}{E_{\mathbf{x}} [\| [\mathbf{s}_{k,1} \ \mathbf{s}_{k,2}] \|^2_F]}. \quad (14)$$

(14)에 분모는 페이지 하단에 위치한 (15)로 유도할 수 있다. 여기서, $\gamma_{k,1} = \|\mathbf{G}_{k,1,1}\|_F^2$, $\gamma_{k,2} = \|\mathbf{G}_{k,2,2}\|_F^2$, $\mathbf{A}_{k,i,j} = \mathbf{G}_{k,i,j} \mathbf{G}_{k,j,j}^H$ 로 정의할 때, $\mathbf{B}_{k,i,j}$ ($i \in \{1,2\}$, $j \in \{1,2\}$)는 다음과 같이 주어진다¹²⁾:

$$\mathbf{B}_{k,1,1} = (\mathbf{A}_{k,1,1} - \mathbf{A}_{k,1,2} \mathbf{A}_{k,2,2}^{-1} \mathbf{A}_{k,2,1})^{-1}, \quad (16a)$$

$$\mathbf{B}_{k,1,2} = -\mathbf{B}_{k,1,1} \mathbf{A}_{k,1,2} \mathbf{A}_{k,2,2}^{-1}, \quad (16b)$$

$$\mathbf{B}_{k,2,1} = -\mathbf{A}_{k,2,2}^{-1} \mathbf{A}_{k,2,1} \mathbf{B}_{k,1,1}, \quad (16c)$$

$$\mathbf{B}_{k,2,2} = \mathbf{A}_{k,2,2}^{-1} \mathbf{A}_{k,2,1} \mathbf{B}_{k,1,1} \mathbf{A}_{k,1,2} \mathbf{A}_{k,2,2}^{-1} + \mathbf{A}_{k,2,2}^{-1}. \quad (16d)$$

채널 셔플링 DSTLC 평균 수신 SNR 하한인 (14)를 최대화하는 문제는 (15)를 최소화하는 문제와 같다. (3)에서 보인 바와 같이, \mathbf{G}_k 는 셔플링 행렬 \mathbf{F}_k 에 대한 함수이므로, 셔플링 행렬을 적절히 선택하여 (15)를 최소화할 수 있다. 이때, 평균 수신 SNR 하한인 (14)를 최대화하는 최적 셔플링 인덱스와 평균 수신 SNR을 최대화하는 셔플링 인덱스가 같음을 기존 연구¹²⁾에서 보인 바 있다. 따라서, (15)를 최소화하는 \mathbf{F}_k 를 구하여 최적 채널 셔플링을 수행할 수 있다.

$$E_{\mathbf{x}} \|\mathbf{s}_{k,1} \ \mathbf{s}_{k,2}\|_F^2 = \gamma_{k,1} (\|\mathbf{B}_{k,1,1}\|_F^2 + \|\mathbf{B}_{k,1,2}\|_F^2) + \gamma_{k,2} (\|\mathbf{B}_{k,2,1}\|_F^2 + \|\mathbf{B}_{k,2,2}\|_F^2). \quad (15)$$

3.2 다-셔플링 기법에 따른 시그널링 오버헤드 및 셔플링 오류율

3.2.1 Feed-forward 기반 다-셔플링 기법

(8)에서 보인 바와 같이, 수신기는 다-셔플링 및 DSTLC 심볼 결합을 위해 최적 셔플링 인덱스 k^o 를 알아야 한다. 이를 위해 송신기가 수신기에게 셔플링 인덱스 k^o 를 전송하는 feed-forward 방식을 고려할 수 있다. Feed-forward 시그널링에 오류가 없다고 가정할 때, feed-forward 기반 채널 다-셔플링 DSTLC 기법은 정확한 셔플링 인덱스 k^o 를 전달받아 평균 수신 SNR을 최대화할 수 있다. 하지만, 한 프레임마다 전송하는 feed-forward 시그널링 오버헤드로 인해 데이터 전송률이 저하된다. Feed-forward 기반 채널 셔플링 DSTLC 시스템이 갖는 시그널링 오버헤드 비율을 프레임 내 전체 비트 수 대비 feed-forward 시그널링 오버헤드 비트 수로 정의하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\rho_f = \frac{\lceil \log_2 K \rceil}{N_s \log_2 M}. \quad (17)$$

이때, M 은 심볼 변조 차수를 의미한다. 그림 3에선 프레임 내 심볼 수 N_s 에 따른 시그널링 오버헤드 비율 ρ_f 를 나타낸다. 여기서, 심볼 변조는 quadrature phase shift keying (QPSK) 16-quadrature amplitude modulation (QAM), 그리고 64-QAM을 고려한다.

그림 3에 따라, 프레임 길이가 짧을수록 (즉, N_s 가 낮을수록) 채널 셔플링 DSTLC 시스템이 갖는 시그널링

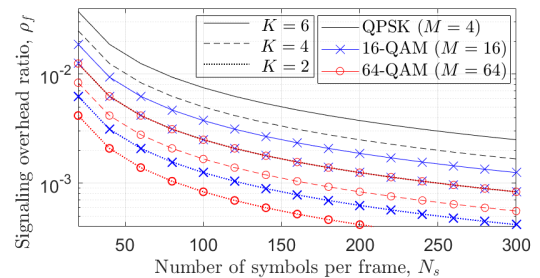


그림 3. N_s 에 따른 feed-forward 기반 채널 셔플링 DSTLC 시스템 시그널링 오버헤드 비율 ($P_{tx}/\sigma^2 = 15$ dB)
Fig. 3. Feed-forward-based channel shuffling DSTLC system signal overhead ratio versus the number of symbols per frame N_s ($P_{tx}/\sigma^2 = 15$ dB).

링 오버헤드 비율이 높아짐을 알 수 있다. 이때, 낮은 K 를 활용하면 시그널링 오버헤드를 낮출 수 있다. $K < 6$ 인 경우, 채널 셔플링 행렬은 기존 연구^[11] 내, (16)에서 제시한 $\{F_1, \dots, F_6\}$ 중 $\{F_1, \dots, F_K\}$ 로 선택한다.

3.2.2 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법

한편, k -평균 군집화 알고리즘을 활용하면 시그널링 오버헤드 없이 디-셔플링을 수행할 수 있다^[11]. 수신기는 한 프레임 동안 수신한 심볼 \mathbf{y}_k 를 버퍼에 저장하고, k -평균 군집화 알고리즘을 활용하여 $\mathbf{y}_{c,k}$ 를 가장 가까운 심볼 변조 성상을 기준으로 군집시킨다. 수신기는^[13]에서 제안한 방식을 활용하여 feed-forward 시그널링 없이 심볼 변조 차수 M 을 찾을 수 있으며, 이때 심볼 변조 차수에 오류가 없다고 가정한다. 이후, 모든 $\mathbf{y}_{c,k}$ 와 그에 해당하는 변조 성상 사이 거리 평균을 최소화하는 셔플링 인덱스를 선택한다. 자세한 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법은 알고리즘 1에서 소개한다.

DSTLC 시스템 디-셔플링을 위한 k -평균 군집화 알고리즘을 도식화하기 위해, 각 셔플링 인덱스에 따른 수신 신호 $\mathbf{y}_{c,k}$ 성상도 예시를 그림 4에서 보인다. 그림 내 사각형 기호 ■는 QPSK 변조 신호 성상도를 뜻하며, 원형 기호 ○는 (9)에 소개한 수신 신호 $\mathbf{y}_{c,k}$ 를 의미한다. 이때, 원형 기호 각 색상은 서로 다른 변조 인덱스 m 을 표시한다 ($m \in \{1, \dots, M\}$). 그림 4(a)-(e)는 모두 송신기 측 셔플링 인덱스와 다른 디-셔플링 수행 시 얻은 성상도이며, 그림 4(f)는 송신기 측 셔플링 인덱스와 동일한 디-셔플링을 통해 얻은 성상도이다. 알고리즘 1

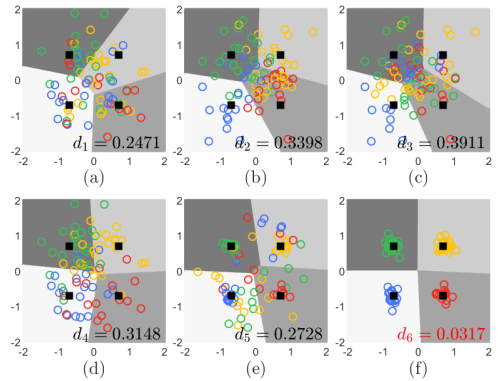


그림 4. QPSK 변조 신호 전송 시 k -평균 군집화 기반 채널 셔플링 DSTLC 시스템의 수신 신호 $\mathbf{y}_{c,k}$ 성상도 ($K=6, N_s=40, P_{tx}/\sigma^2=15$ dB). (a)-(e): 잘못 디-셔플링된 신호, (f): 올바르게 디-셔플링된 신호.
Fig. 4. Constellation diagrams of received signal $\mathbf{y}_{c,k}$ of k -means clustering-based channel shuffling DSTLC system when QPSK is used ($K=6, N_s=40, P_{tx}/\sigma^2=15$ dB). (a)-(e): Incorrectly de-shuffled signals, (f): Correctly de-shuffled signals.

내 여덟, 이쯤께 줄에 따라, 평균 거리 d_k 를 최소화하는 셔플링 인덱스를 선택하면 올바른 디-셔플링이 가능함을 그림 4를 통해 확인할 수 있다.

그림 5에선 N_s 에 대한 셔플링 오류율을 실험적으로 보인다. 모의실험 결과, M 이 작을수록 셔플링 오류율이 낮으며, N_s 가 증가할수록 셔플링 오류율이 단조 감소하는 경향을 확인할 수 있다. 또한, 셔플링 행렬 수 K 가 낮을수록 셔플링 오류율이 낮아져, 수신기가 올바른 셔플링 행렬로 디-셔플링을 수행할 수 있다. 이때, 셔플링 행렬 수 K 를 낮추어 시그널링 오버헤드 혹은 셔플링 오류율을 낮출 수 있다. 하지만 이는 셔플링 행렬 선택 자유도를 낮추어 채널 셔플링을 통한 평균 수신

알고리즘 1: k -평균 군집화 기반 디-셔플링.

- 1 **입력:** $N_s/2$ 개 수신 신호 벡터 $\{\mathbf{y}_k\}$, 셔플링 행렬 수 K , 심볼 변조 차수 M , 변조 성상도 좌표 \mathbf{o}_m .
- 2 **출력:** 추정 셔플링 인덱스 \hat{k}^o .
- 3 **초기화:** 집합 $\Upsilon_{k,m} = \emptyset$ ($k \in \{1, \dots, K\}, m \in \{1, \dots, M\}$).
- 4 **for** $k=1$ **to** K **실행**
- 5 행렬 F_k 에 대한 $\{\mathbf{y}_{c,k}\}$ 계산 (8), $\{\tilde{\mathbf{x}}\}$ 계산 (11).
- 6 각 $\tilde{\mathbf{x}}$ 에 대해, $m' = \underset{m \in \{1, \dots, M\}}{\operatorname{argmin}} \|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{o}_m\|^2$.
집합 $\Upsilon_{k,m'} \leftarrow \tilde{\mathbf{x}}$.
- 8
$$d_k = \frac{1}{N_s} \sum_{m=1}^M \sum_{\tilde{\mathbf{x}} \in \Upsilon_{k,m}} \|\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{o}_m\|^2.$$
- 9 **반환:** $\hat{k}^o = \underset{k \in \{1, \dots, K\}}{\operatorname{argmin}} d_{kz}$.

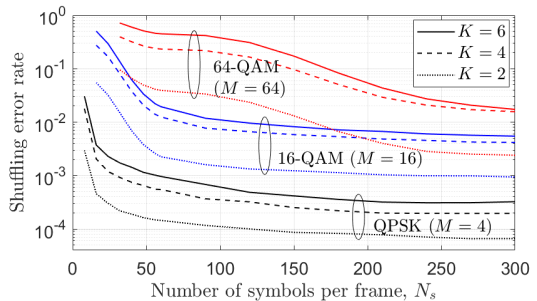


그림 5. N_s 에 따른 k -평균 군집화 기반 채널 셔플링 DSTLC 시스템 셔플링 오류율 ($P_{tx}/\sigma^2=15$ dB)
Fig. 5. k -means clustering-based channel shuffling DSTLC system shuffling error rate versus the number of symbols per frame N_s ($P_{tx}/\sigma^2=15$ dB).

SNR 증대 효과가 감소한다. 이에 따라, K 가 낮은 채널 서플링 DSTLC 시스템에선 데이터 전송률 성능 저하가 발생할 수 있으므로, 주어진 N_s 에 대해 최적 K 를 선택하여 데이터 전송률을 최대화할 수 있다.

IV. 모의실험을 통한 데이터 전송률 비교

본 장에서는 채널 서플링 DSTLC 시스템 데이터 전송률 모델을 제시하고, 서플링 행렬 수 및 다-서플링 기법에 따른 데이터 전송률 성능을 비교한다. 이를 통해, 주어진 심볼 변조 차수 M 과 프레임 내 심볼 수 N_s 에 대해, 각 다-서플링 기법이 얻는 데이터 전송률을 비교하고, 최대 데이터 전송률을 얻을 수 있는 서플링 행렬 수 K 를 제시한다.

채널 서플링 DSTLC 시스템이 얻는 BER과 시그널 오버헤드 비율 ρ 를 고려하여, 오류 없이 전송할 수 있는 데이터 전송률 R 을 다음과 같이 정의한다.

$$R = \frac{\log_2 M}{T_s} (1 - \text{BER})(1 - \rho). \quad (18)$$

이때, 시그널링 오버헤드 비율 ρ 는 k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법 채택 시 0으로, feed-forward 기반 다-서플링 기법 채택 시 (17)에 제시한 ρ_f 로 주어진다. 주어진 M 과 시스템 SNR P_{tx}/σ^2 에 대해, BER은 Monte-Carlo 방식으로 도출한다.

채널 서플링 DSTLC (그림 내 CS-DSTLC) 시스템이 얻는 데이터 전송률 증대 효과를 확인하기 위해, 기존 DSTLC 시스템⁷⁾이 얻는 데이터 전송률을 함께 비교한다. 이때, 기존 DSTLC 시스템은 시그널링 오버헤드를 요구하지 않으므로 $\rho = 0$ 을 적용한다. 모의실험에서 사용한 심볼 전송시간 $T_s = 100$ ns이다.

그림 6에선, 시스템 SNR (즉, P_{tx}/σ^2)이 15 dB일 때, QPSK 변조 ($M = 4$) 시 DSTLC 시스템이 얻는 데이터 전송률을 비교한다. 모의실험 결과, 모든 N_s 에서 k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법이 feed-forward 기반 다-서플링 기법을 능가함을 확인할 수 있다. 이는 그림 3과 (17)에서 보인 바와 같이, feed-forward 기반 다-서플링 기법은 QPSK와 같이 M 이 낮은 환경에서 높은 시그널링 오버헤드 비율을 갖기 때문이다. 이러한 높은 시그널링 오버헤드로 인해, feed-forward 기반 다-서플링 기법에선 K 가 낮을수록 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있다. 한편, k -평균 군집화 알고리즘

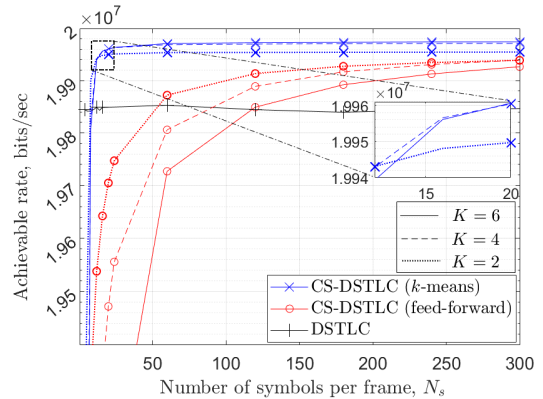


그림 6. QPSK 변조 신호 전송 시, N_s 에 따른 데이터 전송률 ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 15$ dB)

Fig. 6. Data rate versus the number of symbols per frame N_s when QPSK modulation signals are transmitted ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 15$ dB).

은 QPSK를 활용하는 경우, 낮은 N_s 에서도 서플링 오류율이 낮으므로, $N_s = 20$ 에서 데이터 전송률 성능이 수렴함을 확인할 수 있다. 추가로, $N_s < 20$ 일 때, $K = 4$ 를 활용한 k -평균 군집화 알고리즘이 가장 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있다. 이는 그림 4에서 보인 바와 같이, $K = 6$ 일 때 발생하는 높은 서플링 오류율로 인해, BER 성능이 심각하게 열화되기 때문이다. 이에 따라, N_s 가 매우 낮은 환경에선 상대적으로 낮은 K 를 선택하여 데이터 전송률을 증가시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 7은 16-QAM 신호 전송 ($M = 16$) 시 얻을 수 있는 채널 서플링 DSTLC 데이터 전송률을 나타낸다. 이때, 시스템 SNR은 $P_{tx}/\sigma^2 = 20$ dB로 설정한다. $N_s > 32$ 인 경우, 최대 서플링 행렬 수 $K = 6$ 을 활용한 k -평균 군집화 기반 다-서플링 기법이 가장 높은 데이터 전송률을 달성하였으며, feed-forward 기반 다-서플링 기법을 능가함을 확인하였다. 반면, $N_s \leq 32$ 와 같이 프레임 길이가 매우 짧은 경우, 채널 서플링 DSTLC 시스템이 기존 DSTLC 시스템보다 낮은 데이터 전송률을 얻을 수 확인하였다. 이를 통해, N_s 가 낮은 환경에선 서플링 오류율 및 시그널링 오버헤드 비율이 급격히 증가하므로, 채널 서플링 도입에 따라 DSTLC 시스템 성능이 저하될 수 있음을 알 수 있다. 한편, feed-forward 기반 다-서플링 기법은 16-QAM 환경에서 높은 시그널링 오버헤드로 인해 낮은 K 를 활용하여 데이터 전송률을 높일 수 있으며, $K > 180$ 일 때 최적 K 는 4임을 확인하였다.

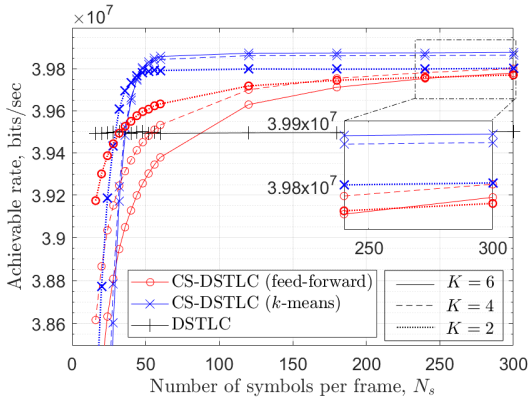


그림 7. 16-QAM 신호 전송 시, N_s 에 따른 데이터 전송률 ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 20$ dB)
 Fig. 7. Data rate versus the number of symbols per frame N_s when 16-QAM signals are transmitted ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 20$ dB).

64-QAM을 적용한 채널 셔플링 DSTLC 데이터 전송률 성능은 그림 8에서 비교한다. 이때, $P_{tx}/\sigma^2 = 25$ dB이다. 프레임 길이가 상대적으로 긴 $N_s \geq 240$ 환경에선, $K=6$ 을 활용한 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법이 가장 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있다. 반면, $100 \leq N_s < 240$ 인 경우, $K=4$ 를 활용한 feed-forward 기반 디-셔플링 기법으로, $N_s < 100$ 에선 $K=2$ 를 활용한 feed-forward 기반 디-셔플링 기법으로 최대 데이터 전송률을 얻을 수 확인하였다. 이는 그림 3과 4에서 보인 바와 같이, 64-QAM에선 feed-forward 시그널링 오버헤드 비율이 낮으나, k -

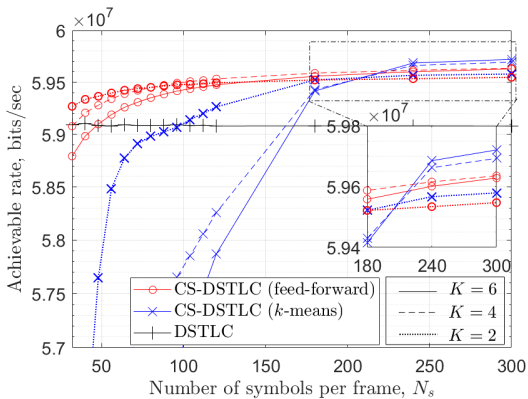


그림 8. 64-QAM 신호 전송 시, N_s 에 따른 데이터 전송률 ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 25$ dB)
 Fig. 8. Data rate versus the number of symbols per frame N_s when 64-QAM signals are transmitted ($K \in \{2, 4, 6\}$, $P_{tx}/\sigma^2 = 25$ dB).

평균 군집화에서 발생하는 셔플링 오류율이 높기 때문이다. 정리하자면, 프레임 길이인 $N_s/2$ 가 상대적으로 긴 환경에선 k -평균 군집화 기법을, 프레임 길이가 짧은 환경에선 낮은 K 를 활용한 feed-forward 기법을 써, 채널 셔플링 DSTLC 시스템이 얻는 데이터 전송률을 극대화할 수 있다.

모의실험 결과를 종합하여, 주어진 심볼 변조 차수 M 과 프레임 내 심볼 수 N_s 에 대해, 최대 데이터 전송률을 얻을 수 있는 DSTLC 디-셔플링 기법과 셔플링 행렬 수 K 를 표 1에서 정리한다. 변조 차수 M 이 낮은 QPSK와 16-QAM 경우 k -평균 군집화 기반 디-셔플링 기법, 64-QAM에선 feed-forward 기반 디-셔플링 기법을 통해 DSTLC 시스템 데이터 전송률을 극대화할 수 있음을 알 수 있다. N_s 가 낮아질수록 최적 K 도 낮아지는 경향을 보이며, N_s 가 매우 낮을 땐 채널 셔플링을 적용하지 않은 기존 DSTLC 시스템이 더 높은 데이터 전송률을 얻는 경우가 발생함을 확인하였다.

표 1. M 과 N_s 에 대한 각 디-셔플링 기법 최적 셔플링 행렬 수 K

Table 1. Optimal number of shuffling matrix K of each de-shuffling method for given M and N_s .

M	N_s	Number of shuffling matrices K		Optimal de-shuffling
		k -means	Feed-forward (FF)	
QPSK $M=4$	16	4	2 *	k -means
	180	6	2	k -means
	300	6	2	k -means
16-QAM $M=16$	32	2	2 *	k -means
	180	6	4	k -means
	300	6	4	k -means
64-QAM $M=64$	48	2 *	2	FF
	180	4	4	FF
	300	6	4	k -means

*: DSTLC 대비 낮은 데이터 전송률 달성 시

V. 결론

본 연구에선 채널 셔플링 DSTLC 시스템이 얻는 데이터 전송률 성능 증대를 위한 채널 셔플링 행렬 및 디-셔플링 기법을 제안하였다. 채널 셔플링 DSTLC 송신기는 서로 다른 수신 SNR을 얻는 K 개 셔플링 행렬 중 최대 수신 SNR을 얻는 최적 행렬을 찾아 셔플링을

수행한다. 수신기는 feed-forward 시그널링이나 k -평균 근집화 알고리즘을 활용하여 디-셔플링을 수행한다. Feed-forward와 k -평균 근집화 기반 디-셔플링 기법에 선 각각 시그널링 오버헤드와 셔플링 오류가 발생하며, 이에 따라 데이터 전송량이 저하된다. 본 연구에선 주어진 심볼 변조 차수와 프레임 길이에 따라 최대 데이터 전송률 성능을 얻는 셔플링 행렬 수 K 와 디-셔플링 기법을 제안하였다. 모의실험 결과, 심볼 변조 차수가 낮은 경우, k -평균 근집화 기반 디-셔플링 기법이 feed-forward 기반 디-셔플링 기법을 데이터 전송률 측면에서 능가함을 보였다. 반면, 64-QAM과 같이 심볼 변조 차수가 큰 경우, feed-forward 기반 디-셔플링 기법이 k -평균 근집화 기반 디-셔플링 기법 대비 높은 데이터 전송률 성능을 얻음을 확인하였다. 짧은 프레임 길이로 인해 데이터 전송률 열화가 클 경우, 낮은 K 를 활용하여 성능 열화를 완화할 수 있음을 확인하였다.

References

- [1] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018. (<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2777528>)
- [2] J. Joung and J. Choi, "Space-time line codes with power allocation for regenerative two-way relay systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 4884-4893, May 2019. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2905992>)
- [3] J. Kim, J. Choi, J. Joung, and Y.-C. Liang, "Modified block coordinate descent method for intelligent reflecting surface-aided space-time line coded systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 1820-1824, Sep. 2022. (<https://doi.org/10.1109/LWC.2022.3182968>)
- [4] J. Kim and J. Joung, "Greedy-based quantized phase control for IRS-STLC systems," *J. KICS*, vol. 47, no. 1, pp. 188-197, Jan. 2022. (<https://doi.org/10.7840/kics.2022.47.1.188>)
- [5] S.-C. Lim and J. Joung, "Ergodic capacity of space-time line code systems with transmit antenna selection," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 71, no. 8, pp. 9089-9094, Aug. 2022. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3177453>)
- [6] J. Joung, H. Yu, and J. Zhao "Bandwidth design for energy-efficient unmanned aerial vehicle using space-time line code," *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3154-3157, Jun. 2021. (<https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.3012281>)
- [7] J. Joung, J. Choi, and B. C. Jung, "Double space-time line codes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 2, pp. 2316-2321, Feb. 2020. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2958666>)
- [8] J. Wu, Y. R. Zheng, A. Gumaste, and C. Xiao, "Error performance of double space time transmit diversity system," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 9, pp. 3191-3196, Sep. 2007. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2007.06030040>)
- [9] S. Shim, K. Kim, and C. Lee, "An efficient antenna shuffling scheme for a DSTTD system," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 2, pp. 124-126, Feb. 2005. (<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2005.02020>)
- [10] J. Joung, E.-R. Jeong, and Y. H. Lee, "A computationally efficient criterion for antenna shuffling in DSTTD systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 732-734, Sep. 2007. (<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2007.070468>)
- [11] J. Joung and C. Yuen, "Channel shuffling for double space-time line coded systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. 73, no. 2, pp. 2860-2865, Feb. 2024. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3314455>)
- [12] J. Kim, J. Joung, and J. Choi, "Received SNR lower bound derivation of channel shuffling double space-time line coded systems," in *Proc. Int. Conf. Elect. Info. Comm. (ICEIC)*, pp. 1355-1357, Taipei, Taiwan, Jan. 2024. (<https://doi.org/10.1109/ICEIC61013.2024.10457166>)
- [13] J. Joung and B. C. Jung, "Machine learning based blind decoding for space-time line code (STLC) systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 5154-5158, May 2019. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2905622>)

김 재 흥 (Jaehong Kim)



2021년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업
2023년 2월: 중앙대학교 전자
전기공학과 석사
2023년 3월~현재: 중앙대학교
전자전기공학과 박사과정
<관심분야> 시공간 선 부호화,
지능형 반사 표면

[ORCID:0000-0003-2190-3535]

정 진 곤 (Jingon Joung)



2001년 2월: 연세대학교 전파
공학과 졸업
2003년 2월: KAIST 전자전산
학과 석사
2007년 2월: KAIST 전자전산
학과 박사

2007년 3월~2008년 8월: KAIST, 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 교수
<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습
[ORCID:0000-0002-9551-1123]