

# 다중안테나를 이용한 다이버시티 활용의 부호화된 OTFS 시스템

신우람\*, 김경표, 장갑석, 고영조  
한국전자통신연구원

{w.shin, kpkim, kschang, koyj}@etri.re.kr

## A Diversity-Exploiting Coded OTFS System Using Multiple Antennas

Wooram Shin\*, Kyeongpyo Kim, Kapseok Chang, Young-Jo Ko  
Electronics and Telecommunications Research Institute

### 요약

본 논문에서는 다중안테나를 이용한 다이버시티 활용의 부호화된 OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) 시스템을 제안한다. 종래 OTFS 방식은 전체 시간-주파수 자원에 걸쳐 코드워드를 구성하는 각 변조 심볼을 스프레딩하여 전송함으로써 시간-주파수(또는 지연-도플러) 영역에서 다이버시티를 확보할 수 있는 반면, 제안 방식에서는 코드워드를 각 안테나 포트 수만큼의 부코드워드로 나누고 각 부코드워드를 각 안테나 포트 상의 서로 직교하는 시간-주파수 자원 그룹에 스프레딩하여 전송한다. 제안 방식에 대해 코드워드의 Pair-wise Error Probability (PEP) 분석을 수행하여 다중안테나 이용에 따른 추가적인 다이버시티를 획득할 수 있음을 확인하고, 수신단에서의 지연-도플러 영역 채널 등화에 있어 연산 복잡도를 완화할 수 있음을 확인한다.

### I. 개요

OTFS (Orthogonal Time Frequency Space) 변조 방식은 지연-도플러 영역 내 자원들에 매핑된 각 데이터 심볼들을 시간-주파수 영역 내 (전체) 자원들 상으로 확산시킨 후 시간-주파수 영역 내 각 다중반송파 심볼 별로 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같은 다중반송파 변조를 수행한 후 전송함으로써 [1], 각 데이터 심볼 또는 복수의 데이터 심볼들로 구성된 코드워드에 대해 지연-도플러(또는 시간-주파수) 다이버시티 이득을 획득할 수 있음이 확인되었다 [2]. 뿐만 아니라, OTFS 전송 구간(transmission time interval; TTI) 동안 각 데이터 심볼이 겪는 채널이 시불변인 특징을 갖는다 [3]. 한편, 다중안테나를 이용한 전송은 공간 영역에서 추가적인 다이버시티 이득을 확보할 수 있는 것으로 알려져 있어 이동통신 및 근거리통신 등 다양한 표준 규격들(한 예로, 3GPP 5G NR [4])에 다중안테나 전송 방식이 채택되어 있다. 본 논문에서는 송신단에서의 다중안테나를 이용하여 다이버시티 이득을 향상시킬 수 있는 부호화된 OTFS 방식을 제안한다. 수신단에서도 다중안테나를 이용하여 다이버시티 이득을 향상시킬 수 있으나 이에 대한 확장은 자연스럽게, 단일 수신 안테나만으로도 제안 방식이 이점을 가지므로 일반성을 잃지 않고 단일 수신 안테나 사용을 가정한다. 절 II에서는 제안 변복조 방식을 기술하고, 절 III에서는 제안 변복조 방식에 대해 Pair-wise Error Probability (PEP) 성능 분석을 진행하여 다이버시티 이득이 향상됨을 확인한다. 절 IV에서는 제안 방식에 대한 채널 등화의 연산 복잡도 분석을 수행하여 종래 방식에 비해 연산 복잡도에 있어서도 장점이 있음을 확인한다. 마지막으로 절 V에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

### II. 공간 다이버시티 활용을 추가한 부호화된 OTFS

본 절에서는 다중안테나를 사용하여 공간 다이버시티를 활용하는 부호화된 OTFS 방식을 제안한다. 페이지 수의 제약으로 기저대역 디지털 신호를 기반으로 기술한다. 송신 안테나 포트 수는  $K_{AP}(\geq 1)$ 로 주어지고, 설명의 편의상 일반성을 잃지 않고 수신 안테나 포트 수는 1로 가정한다. 정보 비트들로 구성된 전송 블록(transport block)은 채널 부호화와 성상도 매핑을 거친 후 변조 심볼들로 출력되고 이들로 구성된 길이가  $L_{CW}$ 인 코드워드 벡터  $\mathbf{x}$ 는 식 (1)과 같이  $K_{AP}$ 개의 부코드워드 벡터로 나뉜다. 일반성을 잃지 않고 모든 부코드워드들의 길이는  $L_{SCW}(=L_{CW}/K_{AP})$ 로 가정한다.

$$\mathbf{x} = [(\mathbf{x}^{(1)})^T \ (\mathbf{x}^{(2)})^T \ \dots \ (\mathbf{x}^{(K_{AP})})^T]^T \quad (1)$$

$p$  번째 안테나 포트에 실려 전송될 부코드워드 행렬  $\mathbf{X}^{(p)} (= \text{vec}_{L_d \times L_D}^{-1}(\mathbf{x}^{(p)}))$ 는 식 (2)와 같이  $p$  번째 안테나 포트와 연관된  $L_d \times L_D$ 의 지연-도플러 자원 격자 내 자원들 상으로 매핑된 후 Inverse Discrete Symplectic Fourier Transform (IDSFT)에 의해 전처리를 거쳐  $\mathbf{Y}^{(p)}$ 로 주어진다.

$$\mathbf{Y}^{(p)} = \mathbf{F}_{L_d} \mathbf{M}_d^{(p)} \mathbf{X}^{(p)} \mathbf{M}_D^{(p)} \mathbf{F}_{L_D}^H \quad (2)$$

상기 식에서  $\mathbf{F}_K$ 는  $K$ -point DFT 행렬을 의미하고,  $\mathbf{M}_d^{(p)}$ 는 해당 지연-도플러 자원 격자 내 지연 자원 매핑 행렬을 의미하고,  $\mathbf{M}_D^{(p)}$ 는 해당 지연-도플러 자원 격자 내 도플러 자원 매핑 행렬을 의미한다. 서로 다른 지연-도플러 자원 격자는 서로 다른 안테나 포트와 연관돼 있고 서로 독립적이다.

식 (2)에서 구한  $\mathbf{Y}^{(p)}$ 를  $p$  번째 안테나 포트와 연관된 시간-주파수 자원 그룹에 속한 자원들 상으로 매핑한 후 각 다중반송파 심볼에 대해 OFDM 변조(적어도

부분적으로 Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)와 CP 삽입 수행으로 구성)를 수행하여 출력된  $p$  번째 안테나 포트에 실려 전송될 OTFS 변조 신호  $\mathbf{S}^{(p)}$ 는 식 (3)과 같이 주어진다.

$$\mathbf{S}^{(p)} = \mathbf{C}_1 \mathbf{F}_M^H \mathbf{M}_F^{(p)} \mathbf{Y}^{(p)} \mathbf{M}_T^{(p)} \quad (3)$$

상기 식에서  $\mathbf{C}_1$ 는 Cyclic Prefix (CP) 삽입 행렬을 의미하고,  $\mathbf{M}_F^{(p)}$ 는  $p$  번째 안테나 포트와 연관된 시간-주파수 자원 그룹 내 주파수 자원 매핑 행렬을 의미하고,  $\mathbf{M}_T^{(p)}$ 는  $p$  번째 안테나 포트와 연관된 시간-주파수 자원 그룹 내 시간 자원 매핑 행렬을 의미한다. 서로 다른 시간-주파수 자원 그룹은 서로 다른 안테나 포트와 연관돼 있고 서로 직교적인 매핑을 갖는다.

다음은 송신 신호가 무선 채널을 겪고 수신단에서의 잡음이 더해진 수신 신호 행렬  $\mathbf{R}$  (각 열이 TTI (transmission time interval) 내 각 OFDM 심볼에서의 수신 신호 벡터에 해당)에 대해 OTFS 복조 과정을 기술한다. 복조 과정은 상술한 변조 과정의 역순으로 진행된다. OFDM 심볼 별로 OFDM 복조(적어도 부분적으로 CP 제거와 DFT 수행으로 구성)를 수행한 뒤  $p$  번째 안테나 포트와 연관된 시간-주파수 자원 그룹에 속한 자원들로부터 디매핑하면 식 (4)와 같이  $\bar{\mathbf{Y}}^{(p)}$ 로 주어진다.

$$\bar{\mathbf{Y}}^{(p)} = \left(\mathbf{M}_F^{(p)}\right)^T \mathbf{F}_M \mathbf{C}_R \mathbf{R} \left(\mathbf{M}_T^{(p)}\right)^T \quad (4)$$

상기 식에서  $\mathbf{C}_R$ 는 CP 제거 행렬을 의미하고, 수신 신호 행렬  $\mathbf{R}$ 의 벡터화 버전인  $\mathbf{r} (= \text{vec}(\mathbf{R}))$ 은 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\mathbf{r} = \sum_{p \in [K_{AP}]} \mathbf{H}^{(p)} \text{vec}(\mathbf{S}^{(p)}) + \mathbf{n} \quad (5)$$

상기 식에서  $\mathbf{H}^{(p)}$ 는  $p$  번째 송신 안테나 포트와 수신 안테나 사이 링크를 위한 TTI 내 시간(또는 지연-시간) 영역에서의 CIR에 대한 (시변) 컨볼루션 행렬을 의미하고,  $\mathbf{n}$ 은 평균이 영벡터이고  $\mathbf{E}[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = N_0 \cdot \mathbf{I}_{N(M+M_{CP})+L_{CH}}$ 을 만족하는 복소 가우시안 잡음 벡터를 의미하고,  $M_{CP}$ 는 CP 길이를 의미하고,  $L_{CH}$ 는 최대 지연(시간 샘플 수로 표현)을 의미한다.

상기에서 구한  $\bar{\mathbf{Y}}^{(p)}$ 에 대해 DSFT를 이용한 후처리(또는 역전처리)를 수행한 뒤  $p$  번째 안테나 포트와 연관된 지연-도플러 자원 격자 내 자원들로부터 디매핑한  $\bar{\mathbf{X}}^{(p)}$ 는 식 (6)과 같이 주어진다.

$$\bar{\mathbf{X}}^{(p)} = \left(\mathbf{M}_d^{(p)}\right)^T \mathbf{F}_{L_d}^H \bar{\mathbf{Y}}^{(p)} \mathbf{F}_{L_d} \left(\mathbf{M}_d^{(p)}\right)^T \quad (6)$$

상술한 바와 같이 서로 다른 안테나 포트 사이에 서로 직교적으로 할당된 해당 시간-주파수 자원 그룹 내 시간-주파수 자원들 상에서 부코드워드들이 전송되므로, 복조된 부코드워드 벡터  $\bar{\mathbf{x}}^{(p)} (= \text{vec}(\bar{\mathbf{X}}^{(p)}))$ 는 식 (7)과 같이 지연-도플러 영역 채널 행렬  $\mathbf{H}^{(p)}$ 에 기반한 입출력 관계로 표현될 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}^{(p)} = \mathbf{H}^{(p)} \mathbf{x}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)} \quad (7)$$

상기 식에서  $\mathbf{H}^{(p)} = \left(\mathbf{Y}^{(p)}\right)^H \sum_{l \in [K_{CH}]} \eta_l^{(p)} \mathbf{\Pi} \tau_l \Delta^{v_l} \mathbf{Y}^{(p)}$ 이고,  $K_{CH}$ 는 다중경로 수이고,  $\mathbf{Y}^{(p)} = \left(\mathbf{M}_D^{(p)} \mathbf{F}_{L_D}^H \mathbf{M}_T^{(p)}\right)^T \otimes \left(\mathbf{F}_M^H \mathbf{M}_F^{(p)} \mathbf{F}_{L_d} \mathbf{M}_d^{(p)}\right)$ 이고,  $\mathbf{\Pi}$ 는  $N$ 개의  $M \times M$  크기의 원형(prototype) 순환 천이 행렬들로 구성된 블록 대각 행렬이고,  $\Delta$ 는 CP 삽입 및 제거 효과가 반영된 주파수 변조(또는 천이) 행렬들(각각 대각 행렬에 해당)로 구성된 블록 대각 행렬(결국 대각 행렬에 해당)이고,  $\tau_l$ 는  $l$  번째 채널 경로의 (기본 샘플링 레이트의 역수만큼의 간격으로 샘플링된) 지연을 의미하고,  $v_l$ 는  $l$  번째 채널 경로의 (TTI의 역수만큼의 간격으로 샘플링된) 도플러 주파수를 의미하고,  $\eta_l^{(p)}$ 는  $p$  번째 안테나 포트로부터의

링크에서  $l$  번째 채널 경로의 채널 계수를 의미하고 본문에서는 분석의 편의를 위해 Rayleigh 페이딩으로 가정한다. 또한,  $\mathbf{z}^{(p)} = \left(\mathbf{Y}^{(p)}\right)^T \left(\mathbf{I}_N \otimes \mathbf{C}_1\right) \mathbf{n}$ 이고,

$\mathbf{E}[\mathbf{z}^{(p)} \left(\mathbf{z}^{(p)}\right)^H] = N_0 \cdot \mathbf{I}_{L_{SCW}}$ 를 만족한다. 지연-도플러 영역 채널 행렬  $\mathbf{H}^{(p)}$ 는 블록 순환 행렬이면서 이를 구성하는 각 부행렬들은 (준)순환 행렬인 특징을 갖는다.

복조된 코드워드 벡터  $\bar{\mathbf{x}}$ 는 식 (8)과 같이 복조된 부코드워드 벡터들을 쌓아 재구성된다.

$$\bar{\mathbf{x}} = \left[\left(\bar{\mathbf{x}}^{(1)}\right)^T \left(\bar{\mathbf{x}}^{(2)}\right)^T \dots \left(\bar{\mathbf{x}}^{(K_{AP})}\right)^T\right]^T \quad (8)$$

### III. 제안 방식의 코드워드 레벨 PEP 분석

본 절에서는 [2]에서 제시한 부호화된 OTFS에 대한 코드워드 레벨의 PEP 분석 프레임워크를 활용하여, 절 II에서 기술한 제안 방식의 PEP 분석을 수행한다. PEP 분석 수행에 있어, 복조 코드워드에 대해 최우도 기반의 검출/복호를 가정한다. 또한, PEP 분석의 편의를 위해 식 (7)은 식 (9)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\bar{\mathbf{x}}^{(p)} = \Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{x}^{(p)}) \cdot \boldsymbol{\eta}^{(p)} + \mathbf{z}^{(p)} \quad (9)$$

상기 식에서  $\mathcal{S}_\tau = \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{K_{CH}}\}$ 이고,  $\mathcal{S}_v = \{v_1, v_2, \dots, v_{K_{CH}}\}$ 이고,  $\boldsymbol{\eta}^{(p)} = [\eta_1^{(p)} \eta_2^{(p)} \dots \eta_{K_{CH}}^{(p)}]^T$ 이고,  $\Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{x}^{(p)}) = [\Xi_1^{(p)} \mathbf{x}^{(p)} \Xi_2^{(p)} \mathbf{x}^{(p)} \dots \Xi_{K_{CH}}^{(p)} \mathbf{x}^{(p)}]$ 이고,  $\Xi_l^{(p)} = \left(\mathbf{Y}^{(p)}\right)^H \mathbf{\Pi} \tau_l \Delta^{v_l} \mathbf{Y}^{(p)}$ 이다.

다중경로 채널 관련 파라미터 집합들이  $\mathcal{S}_\eta (= \{\boldsymbol{\eta}^{(1)}, \boldsymbol{\eta}^{(2)}, \dots, \boldsymbol{\eta}^{(K_{AP})}\})$ ,  $\mathcal{S}_\tau$ ,  $\mathcal{S}_v$ 와 같이 주어지는 조건 하에 전송 코드워드  $\mathbf{x}$ 가 코드워드  $\bar{\mathbf{x}}$ 로 오복호될 확률인  $\Pr(\mathbf{x} \rightarrow \bar{\mathbf{x}} | \mathcal{S}_\eta, \mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v)$ 는 식 (10)과 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Pr(\mathbf{x} \rightarrow \bar{\mathbf{x}} | \mathcal{S}_\eta, \mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v) & \\ & \leq \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} \sum_{p \in [K_{AP}]} d_{\boldsymbol{\eta}^{(p)}, \mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^2(\mathbf{x}^{(p)}, \bar{\mathbf{x}}^{(p)})\right) \\ & = \prod_{p \in \mathcal{S}_{\text{ESCW}}} \exp\left(-\frac{E_s}{4N_0} \left\| \Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{e}^{(p)}) \cdot \boldsymbol{\eta}^{(p)} \right\|^2\right) \\ & \leq \prod_{p \in \mathcal{S}_{\text{ESCW}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \left(\prod_{q \in [r^{(p)}]} \frac{\lambda_q^{(p)}}{K_{CH}}\right)^{1/r^{(p)}}\right)^{-r^{(p)}} \\ & = \prod_{p \in \mathcal{S}_{\text{ESCW}}} \left(\frac{E_s}{4N_0} \left(\prod_{q \in [K_{CH}]} \frac{\lambda_q^{(p)}}{K_{CH}}\right)^{1/K_{CH}}\right)^{-K_{CH}} \\ & = \left(\frac{E_s}{4N_0}\right)^{-DK_{CH}} \left(\left(\prod_{p \in \mathcal{S}_{\text{ESCW}}} \prod_{q \in [K_{CH}]} \frac{\lambda_q^{(p)}}{K_{CH}}\right)^{1/DK_{CH}}\right)^{-DK_{CH}} \end{aligned} \quad (10)$$

상기 식에서  $d_{\boldsymbol{\eta}^{(p)}, \mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^2(\mathbf{x}^{(p)}, \bar{\mathbf{x}}^{(p)}) = \left\| \bar{\mathbf{x}}^{(p)} - \mathbf{H}^{(p)} \mathbf{x}^{(p)} \right\|^2 = \left\| \bar{\mathbf{x}}^{(p)} - \Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\bar{\mathbf{x}}^{(p)}) \cdot \boldsymbol{\eta}^{(p)} \right\|^2$ 이고,  $E_s$ 는 데이터 심볼의 분산값을 의미하고, 두 번째 줄은 Chernoff bound에 의해 PEP 상계가 주어진다. 세 번째 줄에서  $\mathcal{S}_{\text{ESCW}}$ 는 오류가 존재하는(즉,  $\bar{\mathbf{x}}^{(p)} - \bar{\mathbf{x}}^{(p)} \neq \mathbf{0}$ ) 부코드워드 인덱스 집합을 의미하고,  $\mathbf{e}^{(p)} (= \mathbf{x}^{(p)} - \bar{\mathbf{x}}^{(p)})$ 는 코드워드 오류 벡터이다.  $\left(\Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{e}^{(p)})\right)^H \Phi_{\mathcal{S}_\tau, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{e}^{(p)})$ 의 고유값 분해에 있어  $r^{(p)}$ 개의 0이 아닌 고유값들은  $\lambda_q^{(p)}$ 들로 주어지고 이에 대응되는 고유벡터들 각각과  $\boldsymbol{\eta}^{(p)}$ 의 내적은  $\eta_q^{(p)}$ 들과 동일한 통계적 특성을 가지므로, 동일한 채널 이득(즉,  $1/\sqrt{K_{CH}}$ )을 갖고 서로 다른 송신 안테나 포트에 대응하는 채널들은 서로 독립적인 Rayleigh 페이딩을

겪는다는 가정하에서 네 번째 줄은 성립한다. 다섯 번째 줄은  $L_{SCW} \geq K_{CH}$  인 경우(보통 코드워드 길이가 충분히 길기 때문에 만족)  $r^{(p)} = K_{CH}$  에 의해 성립된다. 마지막 줄에서  $D(= \min(d_{\min}, K_{AP}))$ 는 공간 다이버시티 이득으로, 여기서  $d_{\min}$ 은 채널 부호화에서의 최소 해밍 거리(또는 자유 거리)에 해당되고 따라서  $|\mathcal{S}_{ESCW}| \leq d_{\min}$  와 같이 주어진다. 만약, 오류 변조 심볼들이 각 부코드워드에 분산적으로 배치되도록 채널 부호가 잘 설계된 경우(즉,  $|\mathcal{S}_{ESCW}| = \min(d_{\min}, K_{AP})$ ) 마지막 줄과 같이 정리될 수 있다. 따라서 **최대로 달성 가능한** 시간-주파수-공간(또는 지연-도플러-공간) 영역에 걸친 다이버시티 이득은  $d_{\min} \geq K_{AP}$  인 경우  $K_{AP} \cdot K_{CH}$  로 주어진다. 따라서 단일안테나 기반의 OTFS 전송에 비해  $K_{AP}$  배만큼의 다이버시티 이득을 달성할 수 있음을 확인할 수 있다. 한편, 부호와 이득은  $(\prod_{p \in \mathcal{S}_{ESCW}} \prod_{q \in [K_{CH}]} \lambda_q^{(p)} / K_{CH})^{1/D_{K_{CH}}}$  로 주어지는데,  $d_{\min} \geq K_{AP}$  인 경우 이는  $K_{CH}$  로 표준화된  $\lambda_q^{(p)}$  들의 기하 평균에 해당되고 다중경로 수가 클수록 부호화 이득은 감소한다. 결국, 높은 부호화 이득을 달성하기 위해서는  $(\Phi_{\mathcal{S}_r, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{e}^{(p)}))^H \Phi_{\mathcal{S}_r, \mathcal{S}_v}^{(p)}(\mathbf{e}^{(p)})$ 의 행렬식이 크도록 채널 부호를 설계하거나 또는 상기 행렬식이 크도록 각 안테나 포트에 관계된(또는 각 부코드워드가 확산될) 시간-주파수 자원 그룹 별 자원 매핑을 정의해야 한다.

#### IV. 채널 등화 연산 복잡도 비교

상기 제안 전송 방식과 종래 OTFS 방식 간의 채널 등화 연산 복잡도를 점근적 표기법을 통해 비교한다. 여기서, 채널 등화 방식으로는 간단히 지연-도플러 영역에서의 선형 채널 등화를 가정하는데, 선형 채널 등화 과정에 있어 가장 지배적인 연산량을 요구하는 것은 역행렬 연산이다. 상술한 바와 같이  $K_{AP}$  개의 안테나 포트를 사용하는 제안 전송 방식은 각 안테나 포트 별로  $L_{SCW}(= L_{CW}/K_{AP})$  개의 지연-도플러(또는 시간-주파수) 자원들이 할당된다. 안테나 포트 별로 할당된 시간-주파수 자원 그룹(또는 지연-도플러 자원 격자) 별로 서로 독립적인 지연-도플러 영역 채널 등화를 수행할 수 있으므로,  $\mathcal{O}(K_{AP} \cdot L_{SCW}^3) = \mathcal{O}(L_{CW}^3 / K_{AP}^2)$  의 연산 복잡도가 요구된다. 한편, 종래 OTFS 방식의 경우, 전체 지연-도플러 자원들에 걸쳐 지연-도플러 영역 채널 등화를 수행하므로  $\mathcal{O}(L_{CW}^3)$  의 연산 복잡도가 요구된다. 따라서 안테나 포트 수 제곱의 차수만큼 연산 복잡도 완화가 가능하다.

#### V. 결론

본 논문에서 제안한 전송 방식에 따르면 단일안테나 기반의 OTFS 방식과 비교하여 다중안테나 사용에 의한 공간 다이버시티 이득을 송신 안테나 포트 수의 차수만큼 더 높게 달성할 수 있고, 송신 안테나 포트 수 제곱의 차수만큼 더 낮은 채널 등화 연산 복잡도를 요구하는 것을 확인하였다. 후속 연구에서는 제안 전송 방식에 대한 부호화된 링크 레벨 성능 평가를 수행함으로써 상기 PEP 분석에 근거한 공간 다이버시티 이득의 추가적인 획득을 확인할 예정이다. 또한, PEP 에서의 부호화 이득을 향상시킬 수 있는 시간-주파수 자원 그룹 별 자원 매핑 패턴에 관한 연구를 진행할 예정이다.

#### ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 2021 년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행된 연구임 (No.2018-0-00218, 초고주파 이동통신 무선백홀 전문연구실).

#### 참 고 문 헌

- [1] R. Hadani *et al.*, "Orthogonal time frequency space modulation," in *Proc. IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf.*, Mar. 2017.
- [2] Z. Wei *et al.*, "Orthogonal time-frequency space modulation: A promising next-generation waveform," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 28, no. 4, pp. 136-144, Aug. 2021.
- [3] S. Li *et al.*, "Performance analysis of coded OTFS systems over high-mobility channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 6033-6048, Sept. 2021.
- [4] 3GPP TSG-RAN, "NR; Physical channels and modulation," *3GPP TS 38.211*, Mar. 2024.