

스크램블링 된 WHT 변환을 선택적으로 이용한 낮은 첨두전압비의 OTSM

손 형섭*, 최 권 휴*

Low PAPR Orthogonal Time Sequency Multiplexing with Selectively Scrambled Walsh-Hadamard Transforms

Hyungseop Son*, Kwonhue Choi*

요약

본 논문에서는 스크램블링 된 Walsh-Hadamard transform (WHT)을 사용하여, 새로운 낮은 첨두전압비의 Orthogonal Time Sequency Multiplexing (OTSM) 신호를 생성하는 기법을 제안한다. 기존의 Orthogonal Time Frequency Space (OTFS), OTSM와 같은 2차원 파형 기술은 고속 이동성과 다중 경로 전파 환경에서 통신 성능을 향상시키기 위해 설계되었으나, 높은 첨두전압비 문제로 인해 전력 증폭기의 효율성이 저하되는 단점이 있다. 첨두전압비를 줄이기 위해, 최근 discrete Fourier transform-spread-OTFS (DFT-s-OTFS)가 제시되었으나, DFT 확산은 역으로 다이버시티 (diversity)를 상쇄하여 고속 이동환경에 강인함을 잃는 상충 관계 문제가 발생한다. 본 논문에서는 스크램블링 된 WHT 행렬을 선택적으로 적용하여 첨두전압비를 줄이면서도, OTSM의 다중 경로 페이딩 및 도플러 효과에 대한 강인성을 유지함으로써, 위에서 언급한 DFT-s-OTFS의 상충 관계 문제를 해결하는 새로운 방법을 제안한다. 마지막으로 실험 결과를 통해, 첨두전압비 측면에서 제안된 낮은 첨두전압비의 OTSM 기법은 기존의 OTFS, OTSM 그리고 DFT-s-OTFS 기법에 비해 낮으며, 우수한 비트 오류율 성능을 달성함을 확인한다.

키워드 : 직교 시간 순서 다중화 변조, 직교 시간 주파수 공간, 첨두전압비, 2차원 파형 신호

Key Words : OTSM, OTFS, PAPR, 2-dimensional waveform

ABSTRACT

We propose a novel technique to generate low Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) Orthogonal Time Sequency Multiplexing (OTSM) using a scrambled Walsh-Hadamard transform (S-WHT). While conventional modulation schemes like Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) and OTSM are designed to improve performance in high-mobility and multipath channels, they suffer from high PAPR, reducing power amplifier efficiency. Although discrete Fourier transform-spread OTFS (DFT-s-OTFS) has been introduced to reduce PAPR, it compromises diversity and robustness in high-mobility scenarios. Our method addresses this trade-off by selectively applying an S-WHT matrix, reducing PAPR while retaining OTSM's resilience to multipath fading and Doppler effects. We demonstrate through simulations that our technique achieves lower PAPR compared to conventional OTFS, OTSM, and DFT-s-OTFS, while also achieving superior bit error rate (BER).

* 본 연구는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었습니다. (RS-2024-00452791)

* 본 연구는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행되었습니다. (No.2022-0-00024, 민군주파수 이용효율화 소요분석 및 혼간섭 저감기술개발)

◆ First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, tsg04159@yu.ac.kr, 학생회원

◦ Corresponding Author : Yeungnam University School of Computer Science and Engineering, gonew@ynu.ac.kr, 종신회원
논문번호 : 202410-257-B-RN, Received October 28, 2024; Revised January 10, 2025; Accepted January 10, 2025

I. 서 론

최근 모바일 기기, 사물인터넷(internet of things, IoT), 자율주행 차량 및 중장 현실 등 새로운 응용 분야의 확산으로 고속 무선 통신 시스템에 대한 수요가 급격히 증가하고 있다. 특히, 5G 및 미래의 6G 네트워크는 고속 열차, 항공기, 드론과 같은 고속 이동체와의 통신 및 자율주행 차량 간 통신(vehicle to everything, V2X) 등과 같은 응용분야의 고속 이동성 (i.e., 도플러 효과)에 대해 안정성이 요구된다.

최근에 시간-주파수 영역에서 다이버시티를 활용하여, 신호의 견고성을 높이는 OTFS 및 OTSM과 같은 2차원 파형 기술이 제안되었다^{[1]-[5]}. OTFS와 OTSM은 각각 정보 십불을 지연-도플러 (Delay-Doppler, DD)와 지연-시퀀스 (Delay-Sequence, DS) 영역에 배치한 후, 이를 주파수-시간 (Frequency-Time, FT) 영역으로 변환하여 신호의 다이버시티를 극대화함으로써, 다중 경로 페이딩과 도플러 효과의 영향을 줄여 고속 이동 환경에서도 강인한 성능을 제공한다. OTSM은 OTFS에 비해 복잡한 복소수 곱셈을 필요로 하지 않으며, 실수 연산만으로 처리가 가능해 연산 복잡도가 낮다는 장점이 있다. 또한, OTSM은 OTFS와 유사하게 고속 이동 환경에서의 강인성을 유지하면서도 시스템 구현이 상대적으로 용이한 장점이 있다.

그러나, 이러한 파형들은 높은 첨두전압비 문제에 직면해 있으며^{[6]-[8]}, 이는 전력 증폭기의 효율성을 저하시켜 신호 왜곡과 에너지 소모를 증가시키는 주요 요인이다. 한편, OFDM에서 첨두전압비를 낮추기 위한 전통적인 기법으로, frequency 축에 대해 추가 과정을 적용한다. selected mapping (SLM)이 frequency 축에 대한 추가 과정의 대표적인 예이다. 최근, SLM 기법을 OTFS에 적용한 논문이 있다^{[9],[10]}. OTFS (또는 OTSM)는 DD (또는 DS) 영역의 Doppler 축 (또는 sequence 축)에 대한 변환을 통해 지연-시간 (Delay-Time, DT)으로 변환하여 송신신호를 생성한다. SLM 기법은 OTFS의 Doppler 축 방향 (OTSM에서는 sequence 축 방향)에서의 신호의 출렁임을 줄이는 추가적인 과정을 수행하지 않으며, Doppler (또는 sequence) 축 방향의 신호의 출렁임으로 생긴 간접적인 frequency 축 방향에 대해 적용되므로 첨두전압비 저감 효과가 크지 않다.

한편, 앞서 언급한 주파수 축 방향으로 첨두전압비를 낮추는 기법 (ex. SLM)과는 달리, Doppler 축 방향으로 DFT를 적용하여 변조하는 OTFS 신호에 대해 doppler 축 방향으로 작은 단위의 DFT를 곱해, 기존 변환으로 인해 생기는 신호의 출렁이는 효과를 상쇄시켜, 첨두전

압비를 낮추는 DFT-s-OTFS 기술이 제안되었다^{[11]-[13]}. 그러나, DFT-s-OTFS는 첨두전압비를 효과적으로 줄이지만, 신호의 다이버시티를 상쇄시키기 때문에, 고속 이동 환경에서 기존 OTFS에 비해 큰 성능 저하 문제가 있다. 구체적으로, DFT-s-OTFS는 첨두전압비를 낮추기 위해 도플러 축 방향에 대해 작은 단위의 DFT를 적용하여 시간 축에서 신호의 변동을 줄이지만, 이는 다이버시티 관점에서 기존 OTFS가 갖는 다이버시티 이득을 상쇄시키기 때문에 고속 시스템에서 성능을 저하시킨다. 따라서, 이러한 상충 관계 문제를 고려하여, 낮은 첨두전압비를 가지면서, 다이버시티를 극대화하는 기법이 필요하다.

본 논문에서는 OTSM의 WHT 특성을 활용하여 첨두전압비를 효과적으로 줄이면서, 다이버시티를 극대화 시키는 새로운 방법을 제안한다. 스크램블링 된 WHT 행렬을 선택적으로 사용하여 첨두전압비를 낮추고, WHT의 직교성을 유지하면서 다이버시티를 최대로 가지는 낮은 첨두전압비의 OTSM 기법을 처음으로 제안한다. 구체적으로, WHT 행렬의 각 열에 대해 1 또는 -1 값을 곱하기 위한 대각행렬을 생성하고, 이를 원래의 WHT 행렬에 곱하여 스크램블링 된 WHT 행렬을 생성한다. 이렇게 생성된 다양한 스크램블링 된 WHT 행렬 중에서 첨두전압비를 최소화하는 행렬을 선택하여 데이터 변환을 수행함으로써, 전체 시스템의 첨두전압비를 낮출 수 있다. 이러한 방식으로 생성된 스크램블링 된 WHT 행렬의 각 행 성분들은 여전히 직교성을 유지하므로, 데이터의 직교성을 보장하면서 변환 과정에서 큰 첨두전압비가 생성되는 효과를 줄여, 낮은 첨두전압비의 신호를 생성한다.

본 논문에서는 WHT의 고유한 특성을 활용하여 첨두전압비를 효과적으로 줄이는 새로운 OTSM 시스템을 제안한다. 스크램бл링 된 WHT 행렬 중 첨두전압비를 최소화할 수 있는 최적의 스크램블링 패턴을 효율적으로 탐색하는 알고리즘을 제시한다. 또한, 제안된 기법은 OTSM에 국한되지 않고, OTFS와 같은 다른 2차원 파형 기법에도 확장 가능하며, 다양한 변조 방식 (BPSK, QPSK, 16QAM)에서 첨두전압비 저감 효과를 보인다.

II. 기존 OTSM 시스템 모델

OTSM은 고속 이동성과 다중 경로 전파와 같은 무선 통신 환경에서 통신 성능을 향상시키기 위해 설계된 2차원 파형이다^{[2],[3]}. OTSM은 FT 영역을 활용하여 고속 이동환경에서 신호의 견고성을 향상시킨다. 다시 말해,

이와 같은 변조 기법은 FT 영역에서의 다이버시티를 활용하여 디중 경로 페이딩 및 도플러 효과에 감안하다. 해당 절에서 OTSM 송신 구조에 대해 설명한다.

OTSM은 정보 심볼을 DS 영역에 배치하고, WHT를 이용하여 DT 영역으로 변환한다. 이러한 변조 방식을 갖는 OTSM은 OTFS와 달리, 복잡한 복소 곱셈을 필요로 하지 않아 낮은 복잡성을 가진다. 추가적으로 OTFS와 비슷하게, 고속 이동환경에서 강인한 성질을 가진다. OTSM의 송신과정은 그림 1과 같다.

DS 영역에서의 데이터 행렬은 $\mathbf{X}_{DS} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 로 나타내고, 여기서 M 과 N 은 각각 지연 축과 시퀀스 축의 그리드 개수(bins)를 의미한다. \mathbf{X}_{DS} 를 시퀀스 축에 대해 아래 식과 같이 WHT를 적용하여 DT 영역의 행렬 $\mathbf{X}_{DT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 로 변환한다.

$$\mathbf{X}_{DT} = \mathbf{X}_{DS} \cdot \mathbf{W}_N \quad (1)$$

여기서 \mathbf{W}_N 는 $N \times N$ 크기의 normalized된 WHT 행렬이다. \mathbf{X}_{DT} 에 아래 식(2a)와 같이 zero padding (ZP)을 적용하거나, 아래 식(2b)와 같이 cyclic prefix (CP)을 적용하여 $\mathbf{X}_{DT,G} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times N}$ 을 생성한다.

$$\mathbf{X}_{DT,G} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M \times M} \\ \mathbf{0}_{Z \times M} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X}_{DT}, \quad (2a)$$

$$\mathbf{X}_{DT,G} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{Z \times (M-Z)} & \mathbf{I}_{Z \times Z} \\ \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X}_{DT} \quad (2b)$$

여기서, Z 는 ZP 길이, $\mathbf{I}_{M \times M}$ 은 $M \times M$ 항등 행렬, 그리고 $\mathbf{0}_{Z \times M}$ 은 $Z \times M$ 영 행렬이다. 다음으로, 아래 식과 같이 $\mathbf{X}_{DT,G}$ 에 열 단위로 벡터화 시켜, 시간 영역 샘플신호 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N(M+Z) \times 1}$ 을 생성한다.

$$\mathbf{s} = \text{vec}(\mathbf{X}_{DT,G}). \quad (3)$$

이 후, \mathbf{s} 에 대해 필스 성형한 후 디지털-아날로그 변

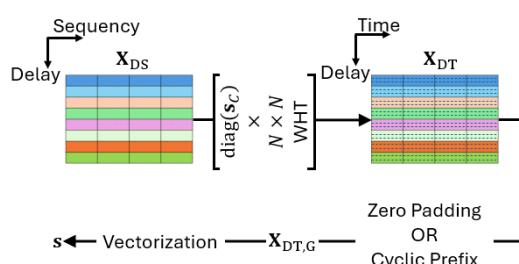


그림 1. 기존 OTSM의 송신과정
Fig. 1. Transmission process of conventional OTSM

환 (DAC)하여 $s(t)$ 로 무선통신 채널에 송신한다.

III. 제안하는 낮은 첨두전압비의 OTSM 시스템 모델

OTSM은 DS 영역에서 식(1)과 같이 sequency 축 방향에 대해 WHT를 이용하여 DT 영역으로 변환되고, 이 때 WHT으로 인해 높은 첨두전압비를 갖는다. 따라서 본 논문에서는 WHT에 대한 이진 스크램블링의 대각행렬을 곱하여, 첨두전압비를 낮추는 스크램블링이 된 WHT를 찾아 활용하는 기법을 제안한다. 즉, 첨두전 압비를 최소화하는 스크램블링 된 WHT 행렬을 찾고, sequency 축에 대해 이를 선택적으로 적용해 첨두전압비를 감소시킨다.

예를 들어, $N=4$ 인 경우, 4×4 크기의 WHT 행렬은 아래 식과 같이 정의된다.

$$\mathbf{W}_4 = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, \mathbf{W}_4 에 $\text{diag}([-1, 1, 1, 1])$ 을 곱한 스크램블링 된 WHT 행렬을 \mathbf{W}'_4 라고 한다면, \mathbf{W}'_4 는 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}'_4 &= \text{diag}([-1, 1, 1, 1]) \cdot \mathbf{W}_4 \\ &= \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

\mathbf{d}_1 은 1×4 크기의 QPSK 데이터 심벌 벡터로, 아래 식과 같이 한 예를 들 수 있다.

$$\mathbf{d}_1 = [1 + 1j, 1 + 1j, -1 - 1j, -1 - 1j] \quad (6)$$

여기서, 식(1)과 같이 \mathbf{d}_1 에 대해 \mathbf{W}_4 와 \mathbf{W}'_4 을 각각 곱하면 아래 식과 같다.

$$\widetilde{\mathbf{d}}_1 = \mathbf{d}_1 \cdot \mathbf{W}_4 = \frac{1}{2} [0, 0, 4 + 4j, 0], \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathbf{d}}'_1 &= \mathbf{d}_1 \cdot \mathbf{W}'_4 \\ &= \frac{1}{2} [2 - 2j, -2 - 2j, 2 + 2j, -2 - 2j] \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\widetilde{\mathbf{d}}_1$ 과 $\widetilde{\mathbf{d}}'_1$ 의 평균 전력은 동일하지만 피크 값은 \mathbf{W}'_4 로 변환된 $\widetilde{\mathbf{d}}'_1$ 이 낮기 때문에 첨두전압비 값은 $\widetilde{\mathbf{d}}'_1$

이 낮다.

식(6)의 다른 예로, 1×4 크기의 QPSK 데이터 심벌 벡터 \mathbf{d}_2 는 아래 식과 같다.

$$\mathbf{d}_2 = [1 + 1j, 1 + 1j, 1 + 1j, -1 - 1j] \quad (9)$$

여기서, 식(7) 그리고 (8)과 같아, \mathbf{d}_2 에 대해 \mathbf{W}_4 과 \mathbf{W}'_4 을 각각 곱하면, 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \widetilde{\mathbf{d}}_2 &= \mathbf{d}_2 \cdot \mathbf{W}_4 \\ &= \frac{1}{2} [2 + 2j, 2 + 2j, 2 + 2j, -2 - 2j], \end{aligned} \quad (10)$$

$$\widetilde{\mathbf{d}}'_2 = \mathbf{d}_2 \cdot \mathbf{W}'_4 = \frac{1}{2} [0, 0, 0, -4 - 4j]. \quad (11)$$

이 경우에도, $\widetilde{\mathbf{d}}_2$ 과 $\widetilde{\mathbf{d}}'_2$ 의 평균 전력은 동일하지만, 반대로 피크 값은 $\widetilde{\mathbf{d}}_2$ 이 낮기 때문에 첨두전압비 값은 위의 \mathbf{d}_1 예시와 달리 \mathbf{W}_4 로 변환된 $\widetilde{\mathbf{d}}_2$ 이 더 낮다. 예시를 통해, 주어진 데이터에 대해 첨두전압비 값이 달라지도록 하는 스크램블링 된 WHT이 존재하는 것을 알 수 있으며, 데이터에 따라 첨두전압비를 최소화하는 WHT이 달라지는 것 역시 알 수 있다.

우리는 이러한 아이디어를 바탕으로 행 단위의 데이터에 스크램블링 된 WHT들을 각각 곱해, 변환된 데이터 중 낮은 첨두전압비를 갖는 신호를 선택하여, OTSM 송신 신호가 전체적으로 낮은 첨두전압비의 신호를 갖도록 한다. 첨두전압비를 최소화하는 스크램블링 된 WHT을 도출하는 방법에 대해서는 IV절에서 설명한다. 본 절에서는 IV절의 설명을 제외한, 낮은 첨두전압비 OTSM의 전체적인 송신과정을 설명한다. 본 논문에서 제안하는 낮은 첨두전압비의 OTSM 송신과정은 그림 2와 같다.

C 개의 S-WHT 행렬 $\mathbf{W}_{N,k}$ 는 $\{1, -1\}$ 값들로 이루어

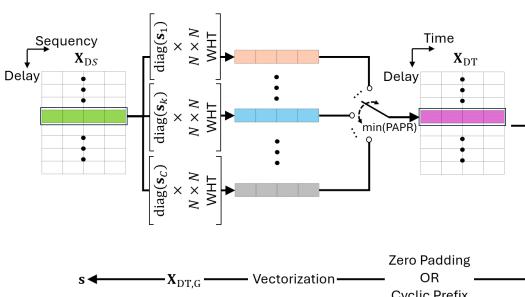


그림 2. 제안하는 낮은 첨두전압비의 OTSM 송신 과정
Fig. 2. Transmission process of proposed low PAPR OTSM

진 $1 \times N$ 크기의 scramble 벡터 \mathbf{s}_k 를 대각행렬로 변환한 것과 원래의 WHT 변환 행렬 \mathbf{W}_N 의 곱으로 정의한다. 이를 식으로 나타내면 아래 식과 같다.

$$\mathbf{W}_{N,k} = \text{diag}(\mathbf{s}_k) \cdot \mathbf{W}_N \quad (12)$$

여기서, $k = 1, 2, \dots, C$ 을 만족하며, 스크램블링 된 WHT 행렬 $\mathbf{W}_{N,k}$ 을 생성하는 최적의 스크램бл링 벡터 \mathbf{s}_k 를 설정하는 방법에 대해서는 IV절에서 자세히 설명한다. 아래 식과 같아, \mathbf{X}_{DS} 에 대해 $\mathbf{W}_{N,k}$ 을 곱하여 DT 영역에서 C 개의 후보 행렬 $\mathbf{X}_{DT,k}$ 을 생성한다.

$$\mathbf{X}_{DT,k} = \mathbf{X}_{DS} \cdot \mathbf{W}_{N,k} \quad (13)$$

여기서, $k = 1, 2, \dots, C$ 을 만족한다.

$\mathbf{X}_{DT,k}$ 의 각 행에 대해 첨두전압비를 계산하고, 첨두전압비가 가장 작은 행들로 행렬 \mathbf{X}_{DT} 를 구성하며, 해당 과정은 아래 식(14)~(17)의 과정과 같다. 우선, 아래 식과 같이, 각 $\mathbf{X}_{DT,k}$ 의 i 번째 행에 대해 첨두전압비를 계산한다.

$$\text{PAPR}(\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,:)}) = \frac{\max_q |\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,q)}|^2}{\sum_{j=1}^N |\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,j)}|^2} \quad (14)$$

여기서 $i = 1, 2, \dots, M$ 이고, $\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,:)}$ 는 $\mathbf{X}_{DT,k}$ 의 i 번째 행이고, $\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,j)}$ 는 $\mathbf{X}_{DT,k}$ 의 i 번째 행과 j 번째 열에 해당하는 원소이다. 아래 식과 같이, 각 i 번째 행에 대해 C 개의 $\mathbf{X}_{DT,k}$ 중 첨두전압비가 가장 작은 k 값을 찾는다.

$$k_i^* = \arg \min_k \left(\text{PAPR}(\mathbf{X}_{DT,k}^{(i,:)}) \right). \quad (15)$$

이후, 아래 식과 같이 첨두전압비가 가장 작은 \mathbf{X}_{DT,k_i^*} 의 i 번째 해당하는 행을 새로운 행렬 \mathbf{X}_{DT} 의 i 번째 행으로 구성한다.

$$\mathbf{X}_{DT}^{(i,:)} = \mathbf{X}_{DT,k_i^*}^{(i,:)} \quad (16)$$

위 과정을 통해 모든 행 i 에 대해 첨두전압비가 가장 작은 행들을 선택하여, 아래 식과 같이 DT 영역의 데이터 행렬 \mathbf{X}_{DT} 을 구성한다.

$$\mathbf{X}_{DT} = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_{DT,k_1^*}^{(1,:)} \\ \mathbf{X}_{DT,k_2^*}^{(2,:)} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{DT,k_M^*}^{(M,:)} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

이 후, 송신과정은 II절의 식(2)를 포함한 이 후 과정을 동일하게 따라 송신신호를 생성한다. 한편, 제안하는 OTSM 시스템은 기존 OTSM과 동일한 디아버시티를 유지해 고속 이동환경에서 동일한 성능을 유지하면서도 낮은 첨두전압비 특성을 가진다. 식(17)에서 \mathbf{X}_{DT} 의 i 번째 행 성분 $\mathbf{X}_{DT,k_i^*}^{(i,:)}$ 은 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{DT,k_i^*}^{(i,:)} &= \mathbf{X}_{DS}^{(i,:)} \cdot \mathbf{W}_{N,k_i^*} \\ &= \mathbf{X}_{DS}^{(i,:)} \cdot \text{diag}(\mathbf{s}_{k_i^*}) \cdot \mathbf{W}_N \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, $\text{diag}(\mathbf{s}_{k_i^*})$ 는 1과 -1로 이루어져 있는 대각행렬이기 때문에, $\mathbf{X}_{DS}^{(i,:)} \cdot \text{diag}(\mathbf{s}_{k_i^*})$ 은 데이터 행렬 $\mathbf{X}_{DS}^{(i,:)}$ 에 1과 -1이 곱해진 또 다른 데이터 행렬 $\tilde{\mathbf{X}}_{DS}^{(i,:)}$ 라고 볼 수 있다. $\tilde{\mathbf{X}}_{DS}^{(i,:)}$ 를 식(18)에 대입하면 아래 식과 같다.

$$\mathbf{X}_{DT,k_i^*}^{(i,:)} = \tilde{\mathbf{X}}_{DS}^{(i,:)} \cdot \mathbf{W}_N \quad (19)$$

여기서, 식(19)는 기존 OTSM 송신과정의 식(1)과 동일한 형태이다. 다시 말해, \mathbf{W}_N 하여 시간 축으로 데이터 십볼을 N 만큼 퍼뜨리는 효과가 동일하게 발생하기 때문에, 기존 OTSM과 제안하는 OTSM은 동일한 디아버시티를 얻는다.

IV. 스크램블링 된 WHT

모든 데이터에 대해 첨두전압비를 낮추기 위해서, 식(12)에서 첨두전압비를 최소화하는 고정적인 S-WHT (i.e., $\mathbf{W}_{N,k}$)를 찾아야 한다. 만약 $C=1$ 인 상황이라면, DT영역에서 time축 방향으로 가능한 데이터 패턴 즉, $\mathbf{X}_{DS} \cdot \text{diag}(\mathbf{s}_1) \cdot \mathbf{W}_N$ 에서, \mathbf{X}_{DS} 의 가능한 모든 패턴과 $\mathbf{X}_{DS} \cdot \text{diag}(\mathbf{s}_1)$ 가 가능한 모든 패턴이 \mathbf{s}_1 와 상관없이 동일하므로 \mathbf{s}_1 이 무엇이든지 상관없이, 첨두전압비 측면의 성능은 동일하다. $C=2$ 이상인 경우에서도 $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3, \dots$ 를 쓰는 경우와, 각각에 \mathbf{s}_1 을 한 번 더 스크램블링 하는 경우 즉, $\mathbf{s}'_1 = \mathbf{s}_1 \odot \mathbf{s}_1 = [1, 1, 1, 1]$, $\mathbf{s}'_2 (= \mathbf{s}_2 \odot \mathbf{s}_1)$, $\mathbf{s}'_3 (= \mathbf{s}_3 \odot \mathbf{s}_1)$ 을 사용하여도 첨두전압비 측면 성능은 동일하므로, 우리는 앞으로 $\mathbf{s}_1 = [1, 1, 1, 1]$ 을 사용하-

고 $\mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3, \dots, \mathbf{s}_C$ 가 다른 경우만을 다룬다.

예를 들어, $C=2, M=1, N=4$, 변조 방식이 BPSK인 경우 \mathbf{s}_2 가 신호의 첨두전압비에 어떤 영향을 주는지 생각해보자. 만약 $\mathbf{X}_{DS}^{(1,:)} = [1, 1, 1, 1]$ 이고, $\mathbf{s}_1 = [1, 1, 1, 1]$ 그리고 $\mathbf{s}_2 = [-1, 1, 1, 1]$ 로 설정하였다고 가정해본다면, $\mathbf{W}_{4,1}$ 과 $\mathbf{W}_{4,2}$ 는 식(12)에 의해, 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{4,1} &= \text{diag}(\mathbf{s}_1) \cdot \mathbf{W}_4 \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (20a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{4,2} &= \text{diag}(\mathbf{s}_2) \cdot \mathbf{W}_4 \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (20b)$$

식(13)에 의해 $\mathbf{X}_{DT,1}^{(1,:)} = \frac{1}{2}[4 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고, $\mathbf{X}_{DT,2}^{(1,:)} = \frac{1}{2}[2 \ 2 \ 2 \ 2]$ 이다. 이 경우, 식(15)로 인해 $\mathbf{W}_{4,2}$ 로 구해진 $\mathbf{X}_{DT,2}^{(1,:)} = \frac{1}{2}[2 \ 2 \ 2 \ 2]$ 을 선택하여 식(16)와 같이 $\mathbf{X}_{DT}^{(1,:)}$ 를 생성함으로써, \mathbf{X}_{DT} 의 첫번째 행의 첨두전압비를 낮출 수 있다.

이와 달리, $\mathbf{s}_2 = [-1, -1, 1, 1]$ 라고 가정한다면, $\mathbf{W}_{4,2}$ 는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{4,2} &= \text{diag}(\mathbf{s}_2) \cdot \mathbf{W}_4 \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (21)$$

마찬가지로, 식(13)으로 $\mathbf{X}_{DT,1}^{(1,:)} = \frac{1}{2}[4 \ 0 \ 0 \ 0]_o$ 고, $\mathbf{X}_{DT,2}^{(1,:)} = \frac{1}{2}[-4 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이다. 이와 달리, $\mathbf{X}_{DT,1}^{(1,:)}$ 와 $\mathbf{X}_{DT,2}^{(1,:)}$ 의 첨두전압비는 동일하므로, 어느 것을 선택하더라도, 첨두전압비를 낮게 만들 수 없다.

이처럼 데이터가 $\mathbf{X}_{DS}^{(1,:)} = [1, 1, 1, 1]$ 인 경우에는, $\mathbf{s}_2 = [-1, -1, 1, 1]$ 일 때보다 $\mathbf{s}_2 = [-1, 1, 1, 1]$ 일 때, 첨두전압비가 더 작아지는 것을 확인할 수 있다. 그러나 실제 데이터는 무작위로 랜덤하게 생성되기 때문에, 모든 데이터에 있어 첨두전압비를 최소화 시키는 고정적인 \mathbf{s}_2 를 찾아야 한다. 다시 말해, 모든 데이터에 있어, C 개의 고정적인 \mathbf{s}_k 를 어떻게 설정하는지에 따라 첨두전압비 값은 유지되거나 변하게 된다. 해당 절에서는 모든 데이터에 대한 첨두전압비를 최소화하는 \mathbf{s}_k 를 찾는 방법에 대해 brutal searching 기법의 알고리즘을 제시한다. 이 기법은 sequence 측 방향의 크기 (i.e., N)가 frequency 측의 크기 (i.e., M)에 비해 매우 작다는 점에서 가능하다.

4.1 낮은 복잡도의 스크램블링 벡터 탐색

스크램블링 벡터를 탐색하기 위한 디지털 변조 방식 (i.e., M-ary QAM)은 BPSK로 탐색 범위를 줄일 수 있다. 예를 들어, 디지털 변조 방식이 QPSK인 경우, 데이터 신호 벡터는 $\mathbf{d} = [d_0, d_1, \dots, d_{N-1}]$ 로 표현하고 각 성분 $d_k \in \{1 + 1j, 1 - 1j, -1 + 1j, -1 - 1j\}$ 을 만족한다. 이때, \mathbf{d} 에 대해 식(1)과 같이 WHT하면 $\mathbf{y} = \mathbf{d} \cdot \mathbf{W}_N$ 이고, \mathbf{y} 의 i 번째 성분 y_i 는 아래 식과 같다.

$$\mathbf{y}_i = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \cdot \mathbf{W}_N[k, i] \quad (22)$$

이 때, \mathbf{y} 의 첨두전압비 값을 최대로 만드는 \mathbf{d} 는 일정한 복소 상수가 곱해져 있는 BPSK이기 때문에, 첨두전압비를 낮추는 스크램블링 벡터를 탐색할 때, 디지털 변조 방식은 BPSK 신호로 국한할 수 있다. BPSK 신호 벡터에 일정한 복소 상수가 곱해진 QPSK 신호 벡터의 집합은 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathcal{D}_B = \left\{ c \cdot \mathbf{d}_B \mid c \in \{1 + 1j, 1 - 1j, -1 + 1j, -1 - 1j\}, d_{B,k} \in \{1, -1\} \right\} \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{d}_B = [d_{B,0}, d_{B,1}, \dots, d_{B,N-1}]$ 는 BPSK 신호로 구성된 벡터이다. \mathbf{d} 는 $\mathbf{d} \in \mathcal{D}_B$ 경우와, $\mathbf{d} \notin \mathcal{D}_B$ 경우로 나눌 수 있으며, $\mathbf{d} \in \mathcal{D}_B$ 인 경우 \mathbf{y} 의 첨두전압비가 최대 값을 가짐을 수식적으로 증명한다.

4.1.1 $\mathbf{d} \in \mathcal{D}_B$ 경우

먼저, $\mathbf{d} \in \mathcal{D}_B$ 의 경우, $d_k = c \cdot d_{B,k}$ 을 만족하므로, 이를 식(22)에 대입하여 정리하면 아래 식과 같다.

$$y_i = c \sum_{k=0}^{N-1} d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i] \quad (24)$$

여기서, y_i 가 가질 수 있는 최대값은 아래 식과 같다.

$$\max|y_i| = |c| \cdot \max|\sum_{k=0}^{N-1} d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]| \quad (25)$$

여기서 \mathbf{W}_N 은 정규화 된 WHT 행렬이므로, 각 성분은 $\pm \frac{1}{\sqrt{N}}$ 값을 가지며, $d_{B,k}$ 는 BPSK 신호로 이루어져 있어, $\sum_{k=0}^{N-1} d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]$ 의 최대값은 \sqrt{N} 이다. 따라서 식(25)는 아래 식과 같다.

$$\max|y_i| = |c| \cdot \sqrt{N}. \quad (26)$$

4.1.2 $\mathbf{d} \notin \mathcal{D}_B$ 경우

반면, $\mathbf{d} \notin \mathcal{D}_B$ 의 경우, $d_k = c_k \cdot d_{B,k}$ 로 표현 가능하다. 이때, $c_k \in \{1 + 1j, 1 - 1j, -1 + 1j, -1 - 1j\}$ ($\exists k_1, k_2$ ($k_1 \neq k_2$) s.t. $c_{k_1} \neq c_{k_2}$)을 만족한다. 이를 식(22)에 대입하여 정리하면 y_i 는 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \sum_{k=0}^{N-1} d_k \cdot \mathbf{W}_N[k, i] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]. \end{aligned} \quad (27)$$

i) 경우, 삼각 부등식에 따라 아래 식을 만족한다.

$$\begin{aligned} \max|y_i| &= \max|\sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]| \\ &\leq \max(\sum_{k=0}^{N-1} |c_k \cdot d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]|) \\ &< \max(|c| |\sum_{k=0}^{N-1} d_{B,k} \cdot \mathbf{W}_N[k, i]|) \\ &= |c| \cdot \sqrt{N}. \end{aligned} \quad (28)$$

이는 각 항의 위상이 일치하지 않아 (i.e., c_k 값이 일정하지 않는 경우) y_i 의 최대값이 감소하게 된다. y_i 의 평균 전력 $\mathbb{E}[|y_i|^2]$ 는 $\mathbf{d} = c \cdot \mathbf{d}_B$ 와 $\mathbf{d} = c \cdot \mathbf{d}_B$ 두 경우에서 모두 동일하고, 식(27)의 최대 피크 값은 식(24)의 최대 피크 값보다 작기 때문에, 결과적으로 $\mathbf{d} \neq c \cdot \mathbf{d}_B$ 일 때 보다 $\mathbf{d} = c \cdot \mathbf{d}_B$ 일 때 첨두전압비 값이 더 크다. 다시 말해, QPSK 데이터 조합에서 첨두전압비가 최대로 되었을 때, 그 때의 데이터는 BPSK 신호의 형태로 표현이 가능하다.

예를 들어, $N=2$ 인 상황에서 그림 3과 같은 데이터 조합을 각각 가질 수 있다. 그림 3의 (a), (b), (c) 그리고

(d)는 각각 $[1+1j, -1-1j]$, $[-1+1j, 1-1j]$, $[1+1j, -1+1j]$ 그리고 $[1+1j, 1-1j]$ 이다. 이를 normalized WHT 하면 각각 $\frac{1}{\sqrt{2}}[0, 2+2j]$, $\frac{1}{\sqrt{2}}[0, 2-2j]$, $\frac{1}{\sqrt{2}}[2j, 2]$ 그리고 $\frac{1}{\sqrt{2}}[2, 2j]$ 이다. 이들 중 첨두전압비가 큰 QPSK 데이터 조합은 (a)와 (b)로, 각각 복소수의 곱과 BPSK 신호로 나타낼 수 있다. 다시 말해, (a)는 $[1+1j, -1-1j] = 1+1j[1, -1]$ 그리고 (b)는 $[-1+1j, 1-1j] = 1-1j[-1, 1]$ 과 같이 나타낼 수 있다. 따라서, 첨두전압비를 크게 만드는 데이터 조합은 N 의 크기, 디지털 변조 방식 (i.e., QPSK, Q -ary QAM)과 관계없이 복소 곱과 BPSK 형태로 표현할 수 있음을 만족한다. 해당 절에서 우리는 디지털 변조 방식을 BPSK로 하여 탐색 범위를 좁힌다. 소절 B에서 s_k 를 찾는 알고리즘에 대해 소개한다.

4.1.3 스크램블링 벡터 탐색 방법

OTSM이나, OTFS같은 기법은 송신신호를 생성하기 위해, 각각 doppler 축 방향으로 IDFT 그리고 sequency 축 방향으로 WHT를 적용한다.

그러나 송신신호를 생성하기 위해, OFDM처럼 frequency 축 방향으로 큰 사이즈의 IDFT를 하는 것이 아닌, OTSM은 sequency 축 방향으로 상대적으로 작은 크기 (i.e., N)의 WHT 변환을 수행한다. 그렇기 때문에, N 에 따른 모든 BPSK 데이터 조합 (i.e., 2^N 개)에 대하여 첨두전압비가 최소화되는 $W_{N,k}$ 를 brutal searching을 통해 구하는 것이 가능하다. 스크램블링 벡터 C 에 대한 조합 s_1, \dots, s_C 은 모든 데이터에 있어, 동일한 s_1, \dots, s_C 의 조합으로 생성되는 X_{DT} 의 최소 첨두전압비를 생성해야 한다. 우리는 모든 데이터에 있어 고정적인 스크램블링 벡터 조합 (i.e., s_1, \dots, s_C)으로 생성되는

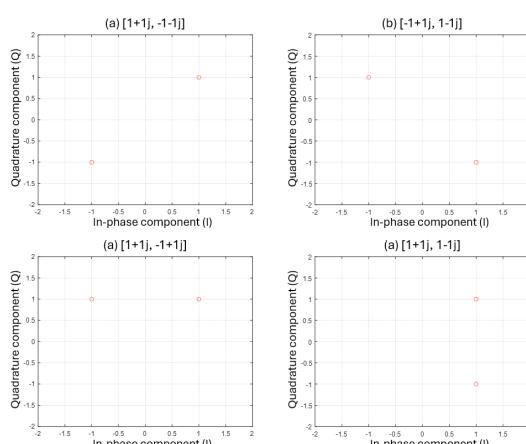


그림 3. QPSK 테이터 조합 예시($N=2$)
Fig. 3. Example of QPSK data combination($N=2$)

$\mathbf{X}_{DT,1}^{(i,:)}, \dots, \mathbf{X}_{DT,C}^{(i,:)}$ 에 대해 식(15)와 같이 스위칭 하여 생성된 최종 신호의 최소 피크를 만드는 스크램블링 조합을 찾는다. 여기서, 낮은 첨두전압비 신호를 생성하는 스크램블링 벡터 조합을 피크 값을 기준으로 찾는 이유는 스크램бл링 벡터를 곱하더라도 평균 전력은 바뀌지 않기 때문이다.

예를 들어, $C=2$ 일 때, 최소 첨두전압비를 만들어내는 s_1, s_2 (i.e., $W_{N,1}, W_{N,2}$)의 조합을 찾는 방법은 알고리즘 1과 같다. $1 \times N$ 의 가능한 모든 이진 데이터 조합 $D \in \mathbb{C}^{2^N \times N}$ 에 하나의 스크램블링 벡터 조합으로 식(13)과 같이 생성된 2개의 데이터 조합을 구한다. 이 후, 식(15)와 같이 스위칭하며 생성된 신호에 대해 최대 피크 값을 구하고, 이를 여러 스크램블링 벡터 조합에 대해 반복하여 최대 피크 값 중 최소 피크를 생성한 스크램블링 벡터 조합을 찾는다. 아래 알고리즘에서 $\min(p_k, q_k)$ 는 식(15)과 동일한 의미를 가지며, 하나의 스크램블링 벡터 조합에 대해 생성된 신호들에 대해 피크 값을 기준으로 스위칭 하는 것이다. 이를 D 의 모든 k 번째 행에 대한 최소 값을 구한 후, 이 중 최대값을 $\max_{1 \leq k \leq 2^N} (\min(p_k, q_k))$ 와 같이 구한다. 마찬가지로, 이를 모든 스크램블링 벡터 조합에 대해 구하고, $\arg \min_{1 \leq i \leq 2^N} \left(\max_{1 \leq k \leq 2^N} (\min(p_k, q_k)) \right)$ 로 최소값을 가지는 스크램블링 벡터 조합의 i 번째 값을 구한다. 알고리즘 1과 같이, 낮은 피크의 신호를 생성하는 최적의 스크램블링 벡터 조합은 여러 조합이 될 수 있으며, 이는 S 와 같다. 우리는 S 에 속한 어떠한 스크램블링 벡터 조합을 식(12)에서 사용하더라도 동일한 피크의 성능을 가진다.

한편, 알고리즘 1에서 제시한 스크램블링 벡터 탐색 복잡도는 운영되는 OTSM의 N 에 따라 달라진다. 곱셈 연산 측면에서 탐색 복잡도를 계산하면, $2^{2N} \times N^2$ 이다. 여기서, N^2 은 $D^{(k,:)}W_N$ 또는 $D^{(k,:)}\text{diag}(\mathbf{b}_i)W_N$ 에서 요구되는 곱 복잡도이다. 모든 BPSK 데이터 조합인 D 의 행 별로 N^2 복잡도가 요구되므로 $2^N \times N^2$ 연산이 필요하다. 이를 다시, 모든 스크램블링 벡터의 개수인 2^N 에 대해 연산이 이루어져야 하기 때문에 총 $2^{2N} \times N^2$ 만큼의 곱 복잡도가 요구된다. 그럼 4는 알고리즘 1의 탐색 복잡도를 N 에 따라 나타낸 것이다. $N \mid 2, 4, 8, 16$ 그리고 32 같이 증가함에 따라 탐색 복잡도가 지수적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그런데, OTSM과 같은 2차 원 파형은 작은 N 값을 사용하며, 최적의 스크램블링 벡터는 제안하는 시스템이 운용되기 전 단 한 번의 탐색만으로 설정된다. 따라서 시스템 운용 중에는 추가적인

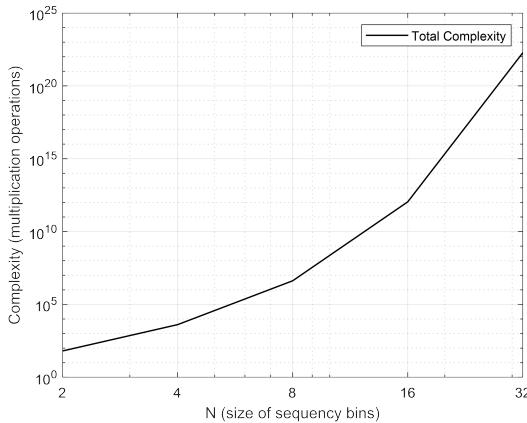


그림 4. 알고리즘 1의 탐색 복잡도($C=2$)
Fig. 4. Search Complexity of Algorithm 1($C=2$)

표 1. $C = 2$ 일 때, S-WHT를 찾기 위한 알고리즘
Table 1. Brutal searching algorithm for S-WHT

Algorithm 1

Inputs:

N : Dimension of WHT matrix

$C = 2$: Number of sets for comparison

Initialization:

$\mathbf{W}_N \leftarrow \text{WHT matrix of size } N \times N$

B—All 2^N binary sequences of length N with elements in $\{-1, 1\}$, generated by applying scrambled vector (Size: $2^N \times N$)

D—All possible BPSK data combinations of length N with elements in $\{-1, 1\}$ (Size: $2^N \times N$)

$\mathbf{b}_i = \mathbf{B}[i]$

Find

$$\text{Opt_Indices} = \arg \min_{1 \leq i \leq 2^N} \left(\max_{1 \leq k \leq 2^N} (\min(p_k, q_k)) \right)$$

$$\text{where } \begin{cases} p_k = \max((\mathbf{D}^{(k,:)}) \mathbf{W}_N) \odot (\mathbf{D}^{(k,:)}) \mathbf{W}_N \\ q_k = \max((\mathbf{D}^{(k,:)}) \text{diag}(\mathbf{b}_i) \mathbf{W}_N) \odot (\mathbf{D}^{(k,:)}) \text{diag}(\mathbf{b}_i) \mathbf{W}_N \end{cases}$$

Output:

$$\mathbf{S} \leftarrow \{\mathbf{B}[i^*] | i^* \in \text{Opt_Indices}\}$$

탐색 복잡도가 요구되지 않아, 효율적인 구현이 가능하다.

V. 실험 결과

그림 5는 데이터가 16QAM, $M=128$, $N=16$ 그리고 송신 채널이 Extended Vehicular A model (EVA)^[14] 일 때, 송신 방식의 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)에 따른 비트 오류율 (Bit Error Rate, BER) 성능을 보여준다. 본 논문에서 제안하는 스크램블링 된 WHT를 이용하여, 낮은 첨두전압비의 신호를 선택적으로 보내더라도, OTSM 신호 자체의 특성을 바꾸거나, 성능을 저하시키지 않고 고속 채널에서 OTSM이 가지는 장점을 그대로 유지한다. 이는 아래 실험 결과에서

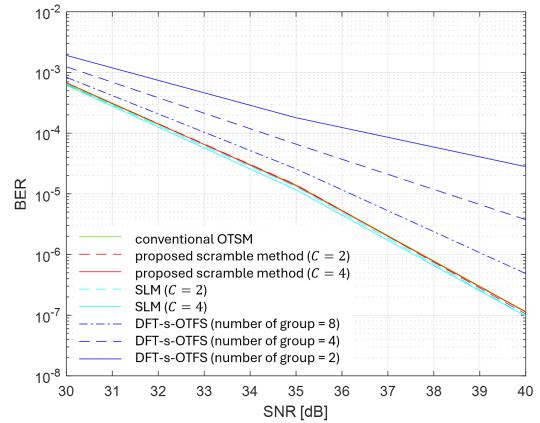


그림 5. 제안하는 scramble 기법, SLM 기법, DFT-s-OTFS, OTFS, OTSM의 비트 오류율 성능 (디지털 변조 방식: 16QAM, $M=128$, $N=16$, EVA 채널: 500km/h)

Fig. 5. BERs of proposed scramble method, SLM method, DFT-s-OTFS, OTFS and OTSM (modulation: 16QAM, $M=128$, $N=16$, EVA channel : 500km/h)

신호 대 잡음비가 증가함에 따라 기존 OTSM, SLM 기법 그리고 스크램블링 방식의 BER 성능이 동일한 것을 통해 알 수 있다. 또한 C 와 상관없이 SLM 기법 그리고 스크램бл링 방식의 성능은 동일하며, 기존 OTSM과도 성능이 동일하게 나타난다. 이와 달리, DFT-s-OTFS는 그룹 크기가 작아짐 (i.e., 8,4,2)에 따라, 더 큰 크기의 DFT-s를 사전에 적용하기 때문에, 기존에 IDFT를 통해 다이버시티를 가지는 OTFS의 장점을 잃는다. 이는 아래 실험 결과에서 DFT-s의 그룹 개수가 작을수록 비트 오류율 성능이 나쁜 것을 통해 확인할 수 있다.

그림 6은 데이터가 QPSK, $M=128$, $N=16$ 그리고 송신 채널이 EVA 채널일 때, 송신 방식에 따라 신호 대 잡음비에 따른 비트 오류율 성능을 보여준다. 데이터가 16QAM일 때와 마찬가지로, C 와 관계없이 기존 OTSM, SLM 그리고 스크램бл링 방식의 비트 오류율 성능은 동일하다. DFT-s-OTFS는 그룹 크기가 작아짐 (i.e., 8,4,2)에 따라, 다이버시티를 잃기 때문에 비트 오류율 성능이 저하되는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 데이터가 16QAM, $M=128$ 그리고 $N=16$ 일 때, 과형에 따른 첨두전압비 성능을 나타낸다. $C=2$ 일 때 제안하는 스크램бл링 방식은 10^4 에서 첨두전압비 성능이 기존 OTSM, 4개 그룹 단위의 DFT-s OTFS, 2개 그룹 단위의 DFT-s OTFS, 그리고 2개의 랜덤 위상 (random phase)을 활용한 SLM보다 각각 1.8dB, 1.2dB, 0.6dB 그리고 0.4dB 더 좋다. 한편, DFT-s OTFS에서 더 작은 그룹 단위의 비트 오류율

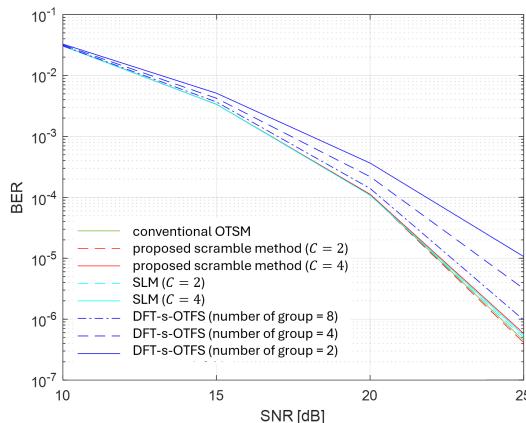


그림 6. 제안하는 scramble 기법, SLM 기법, DFT-s-OTFS, OTFS, OTSM의 비트 오류율 성능 (디지털 변조 방식: QPSK, $M=128$, $N=16$, EVA channel : 500km/h)

Fig. 6. BERs of proposed scramble method, SLM method, DFT-s-OTFS, OTFS and OTSM (modulation: QPSK, $M=128$, $N=16$, EVA channel : 500km/h)

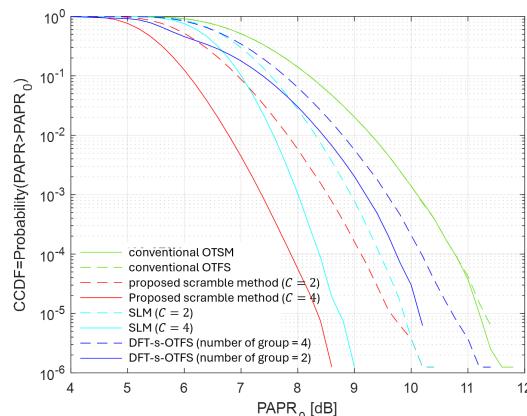


그림 7. 제안하는 scramble 기법, SLM 기법, DFT-s-OTFS, OTFS, OTSM 과형의 첨두전압비 성능 (디지털 변조 방식: 16QAM, $M=128$, $N=16$)

Fig. 7. PAPRs of proposed scramble method, SLM method, DFT-s-OTFS, OTFS and OTSM (modulation: 16QAM, $M=128$, $N=16$)

성능이 큰 그룹 단위의 BER 성능보다 우수한 이유는 더 작은 그룹 단위일수록 더 큰 크기의 DFT-s를 적용하여 기존의 diversity 효과를 상쇄시키기 때문이다. 한편, C 가 커짐에 따라, 제안하는 스크램블링 방식과 SLM 방식 모두 첨두전압비의 성능이 좋아진다. 하지만, 스크램블링 방식이 SLM 방식보다 더 좋은 첨두전압비 성능 폭을 얻는다. 이 같은 실험결과는 OTSM과 같은 2차원 과형에서 변환 되는 축 방향을 고려한 접근이 첨두전압비를 효과적으로 줄이며, 더 나은 첨두전압비 성능을 달성할 수 있음을 보여준다.

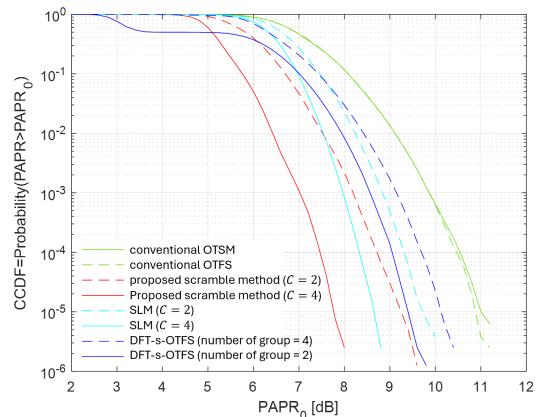


그림 8. 제안하는 scramble 기법, SLM 기법, DFT-s-OTFS, OTFS, OTSM 과형의 첨두전압비 성능 (디지털 변조 방식: QPSK, $M=128$, $N=16$)

Fig. 8. PAPRs of proposed scramble method, SLM method, DFT-s-OTFS, OTFS and OTSM (modulation: QPSK, $M=128$, $N=16$)

그림 8은 데이터가 QPSK, $M=128$ 그리고 $N=16$ 일 때, 변조 방식에 따른 첨두전압비 성능 커브를 나타낸다. $C=2$ 일 때 제안하는 스크램블링 방식은 10-4에서 첨두전압비 성능이 conventional OTSM, 4개 그룹 단위의 DFT-s OTFS, 2개 그룹 단위의 DFT-s OTFS, 그리고 2개의 랜덤 위상을 활용한 SLM보다 각각 1.8dB, 1dB, 0.4dB 그리고 0.6dB 더 좋다. 전체적인 성능 양상은 16QAM 일 때와 유사하지만, 4개 그룹 단위의 DFT-s OTFS의 SLM 방식보다 첨두전압비 성능이 더 좋은 것을 확인할 수 있다. 그리고 C 가 커짐에 따라, 스크램бл링 방식과 SLM 방식 모두 첨두전압비 성능이 좋아지는 것은 동일하지만, 16QAM보다 QPSK에서 더 큰 첨두전압비 성능 향상 폭을 얻는다. 결과적으로, $C=4$ 일 때, 스크램бл링 방식은 기존 OTSM 그리고 OTFS 보다 3dB 이상의 첨두전압비 성능을 얻는다.

VI. 결 론

OTSM과 같은 2차원 과형에서 낮은 첨두전압비를 달성하기 위해, sequency 축 방향으로 스크램бл링 된 WHT을 적용한 새로운 OTSM 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 기존의 OTFS 및 DFT-s-OTFS의 첨두전 압비 저감 방식이 가지는 상충관계 문제를 해결하였고, 2차원 과형 기법 OTSM의 sequency 축 방향 크기(i.e., N)가 작다는 점을 활용하여 첨두전압비를 최적으로 최소화 시키는 스크램бл링 된 WHT를 찾았다. 또한, 고속 이동 및 다중 경로 페이팅 환경에서 OTSM의 장점인 디버시티를 그대로 유지하여, 기존 OTSM의 BER 성

능을 가지면서 DFT-s-OTFS보다 더 우수한 BER 성능을 가진다. 또한 첨두전압비 측면에서 기존 OTSM, SLM 기법 그리고 DFT-s-OTFS 보다 우수한 성능을 가진다. 이는 향후 5G 및 6G 고속 무선 통신 시스템에서 효율적인 첨두전압비 저감 기법으로 활용될 수 있으며, 다른 2차원 파형 기법으로의 확장 가능성을 가진다.

References

- [1] B. Park and H. Ryu, "Performance evaluation and comparison of OTFS and OFDM systems compensating the high doppler frequency and delay time," *J. KICS*, vol. 45, no. 1, pp. 13-19, 2020.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2020.45.1.13>)
- [2] T. Thaj and E. Viterbo, "Orthogonal time sequency multiplexing modulation," *2021 IEEE WCNC*, vol. 41, pp. 1-7, Mar. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/WCNC49053.2021.9417451>)
- [3] T. Thaj, E. Viterbo, and Y. Hong, "Orthogonal time sequency multiplexing modulation: Analysis and low-complexity receiver design," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 20, no. 12, pp. 7842-7855, Dec. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3088479>)
- [4] L. Gaudio, G. Colavolpe, and G. Caire, "OTFS vs. OFDM in the presence of sparsity: A fair comparison," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 6, pp. 4410-4423, Jun. 2022.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3129975>)
- [5] T. Thaj and E. Viterbo, "Low complexity iterative rake decision feedback equalizer for zero-padded OTFS systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 12, pp. 15606-15622, Dec. 2020.
(<https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3044276>)
- [6] B. V. S. Reddy, C. Velampalli, and S. S. Das, "Performance analysis of multi-user OTFS, OTSM, and single carrier in uplink," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 72, no. 3, pp. 1428-1443, Mar. 2024.
(<https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3332865>)
- [7] R. Al Ahsan, F. M. Ghannouchi, and A. O. Fapojuwo, "Analysis of adapted tone reservation PAPR reduction techniques in OTSM system," *2023 33rd Int. Telecommun. Netw. and Appl. Conf.*, pp. 162-168, Nov. 2023.
(<https://doi.org/10.1109/ITNAC59571.2023.10368554>)
- [8] G. D. Surabhi, R. M. Augustine, and A. Chockalingam, "Peak-to-average power ratio of OTFS modulation," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 23, no. 6, pp. 999-1002, Jun. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2914042>)
- [9] A. Kumar, S. Chakravarty, C. Sao, T. M. Syed, and A. Nanthaamornphong, "Peak to average power ratio Est. and analysis in OTFS 6G waveform by using selective mapping algorithm," *SoutheastCon 2024*, pp. 1070-1074, Mar. 2024.
(<https://doi.org/10.1109/SoutheastCon52093.2024.10500077>)
- [10] J. Li and D. Xu, "OTFS peak-to-average power ratio suppression based on improved SLM algorithm," *2023 6th Int. Conf. AIPR*, ACM, pp. 784-789, Sep. 2023.
(<https://doi.org/10.1145/3641584.3641701>)
- [11] Md. N. Hossain, Y. Sugiura, T. Shimamura, and H.-G. Ryu, "DFT-spread OTFS communication system with the reductions of PAPR and nonlinear degradation," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 115, no. 3, pp. 2211-2228, Springer Science and Business Media LLC, Aug. 2020.
(<https://doi.org/10.1007/s11277-020-07678-4>)
- [12] Y. Wu, C. Han, and T. Yang, "DFT-spread orthogonal time frequency space modulation design for terahertz communications," *2021 IEEE GLOBECOM*, Dec. 2021.
(<https://doi.org/10.1109/GLOBECOM46510.2021.9685492>)
- [13] Y. Wu, C. Han, and Z. Chen, "DFT-spread orthogonal time frequency space system with superimposed pilots for terahertz integrated sensing and communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 22, no. 11, pp. 7361-

7376, Nov. 2023.

(<https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3250267>)

- [14] 3GPP, “*E-UTRA; Base station (BS) radio transmission and reception,*” TS 36.104, V8.2.0, May 2008.

손 협 섭 (Hyungseop Son)



2023년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업
2023년 3월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 파형 설계, 주파수 공유 및 효율, 간섭 저감, 고속 이동환경

[ORCID:0000-0002-3528-2234]

최 권 휴 (Kwonhue Choi)



1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1996년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
2003년 3월~현재 : 영남대학교 컴퓨터학부 교수
<관심분야> 신호 설계, 다중접속 방식, 고속 이동환경, 간섭 저감
[ORCID:0000-0002-1755-0186]