

# 주파수 공유 시스템을 위한 Overlay OTFS

손형섭, 박상욱, 최권휴\*  
영남대학교

tsg04159@yu.ac.kr, bsu5933@yu.ac.kr, \*gonew@yu.ac.kr

## Overlay OTFS for frequency sharing system

Hyung-Seop Son, Sang-Wook Park, Kwon-Hue Choi\*  
Yeongnam Univ.

### 요약

Cognitive Radio 에서 대표적인 Overlay 방식으로 쓰이는 Non Contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing (NC-OFDM)는, OFDM 과 동일하게 고속 이동 환경에서 높은 도플러 주파수에 의해 성능열화가 심한 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는, 이를 극복하기 위해, Orthogonal Time Frequency and Space (OTFS)를 바탕으로 하는 Non Contiguous OTFS (NC-OTFS)를 제안한다. OTFS 에서 정보 심벌은 Inverse Symplectic Finite Fourier Transform (ISFFT) 과정에 의해 모든 반송파에 spread 되기 때문에, 사용하고 싶지 않은 대역에 해당하는 반송파를 선택하여 비활성화하는 NC-OFDM 방식을 적용하는 것은 불가능하다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결한 NC-OTFS 를 제안한다. 사용 가능한 반송파 블록들 전체에 데이터 심벌이 spread 되는 방식을 제안한다. 또한, NC-OTFS 수신기에서 PU 신호의 간섭 성분을 고려한 Minimum Mean Square Error (MMSE) 복조 알고리즘을 제시한다. 실험을 통해, 기존 NC-OFDM 에 비해 현저히 향상된 성능을 보인다.

### I. 서론

NC-OFDM 방식은 피하고자 하는 주파수 대역의 반송파들에 데이터 심벌을 전송하지 않는 방식으로 직관적이고 구현이 간단한 장점을 가지고 있다 [1]. 한편, 기술 발전에 따라 이동체의 속도가 빨라지거나, 한층 높은 고주파수 대역의 사용이 예정된 향후 통신 환경에서는 도플러 효과가 심해진다. NC-OFDM 은 OFDM 의 특성상 근본적으로 높은 도플러 주파수 환경에서 성능 열화가 심하다 [2].

이를 극복하기 위해, 본 논문에서는, OTFS 를 기반으로 하는 NC-OTFS 를 제안한다. 그런데, 이 같은 OTFS 의 장점은 역으로, NC-OTFS 를 구성하기 어렵게 한다. 왜냐하면, OFDM 은 피하고자 하는 대역의 서브 캐리어를 비활성화하여 Non Contiguous 한 OFDM 신호를 만들 수 있는 반면, OTFS 의 경우 ISFFT 변환을 통해 피하고자 하는 대역까지도 퍼지기 때문에 강제로 서브 캐리어를 비활성화 할 수 없기 때문이다.

또, 다른 중요한 문제로는, NC 기반 Overlay 방식이므로 PU 와 SU 의 대역은 겹치지 않지만, PU 와 SU 신호간 비동기 특성 또는 페이딩 채널에 의해 NC-OTFS 수신기에 PU 신호는 간섭 성분으로 작용한다. 따라서, PU 간섭억제나 제거를 고려하지 않은 기존 OTFS 수신 알고리즘은 심각한 성능열화를 초래한다. 더구나, 고속 환경이라면 이러한 간섭 영향은 더욱 커지게 되며 이는 성능에 대해 치명적인 점으로 작용한다.

본 논문에서는 위에서 언급한 NC-OTFS 구현시 해결해야 하는 2 가지 문제에 대한 해결책을 제시한다. 본 논문의 Contributions 은 다음과 같다.

- 사용하고자 하는 모든 Non contiguous 대역에 심벌이 확산되도록 구성하는, 소위, Full Frequency Diversity (FFD) NC-OTFS 방식을 제안한다.

- PU 간섭 성분의 통계적 특성을 고려하여 PU 신호를 저감하는 MMSE 등화기 식을 유도하고, 기존 MMSE 방식에 비해 성능이 우수함을 보인다.

### II. 본론

본 절에서는, NC-OFDM 기법과 달리, 신호의 왜곡없이 사용하고자 하는 대역에만 데이터가 퍼질 수 있도록 구성하는 NC-OTFS 방식을 설명한다. 아래 그림처럼, 사용하고자 하는 주파수 대역 전체에 대해 데이터 심벌을 확산하는 방식으로 최대 주파수 diversity 를 얻으므로, 소위 Full-Frequency-Diversity (FFD)-NC-OTFS 방식이라 부른다.

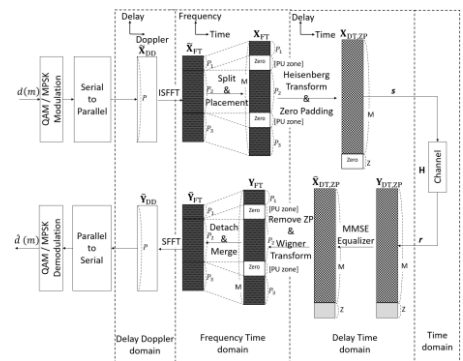


그림 1. NC-OTFS (FFD-NC-OTFS) 송수신기

#### 1. 송신신호 생성과정

dD grid 를 개별적인 블록 크기로 구성하는 FFD-NC-OTFS 는 그림 1 처럼 하나의 dD domain 프레임을 ISFFT 하여, 사용 가능한 주파수 대역에 끼워 넣는 방식이다. 그림 1 과 같이 Secondary System (SS)에서 SU 가 사용할 수 있는 각각 contiguous 한 대역의 총

개수를  $I$ 개라 하고, 각각의 연속적인 대역의 ft grid 에서 SU 가 사용할 수 있는 frequency 축의 사이즈(=부 반송파 수)는 각각  $P_1, P_2, \dots, P_I$  라고 한다. SU 가 사용하는 전체 부 반송파수  $P = \sum_{i=1}^I P_i$  이므로, SU 는 dD grid size 를  $P \times N$  으로 구성한다. Delay-Doppler domain 의 데이터 행렬을  $\tilde{X}_{DD} \in \mathbb{C}^{P \times N}$  로 표현한다. 아래 식과 같이  $\tilde{X}_{DD}$  에  $P \times N$  크기의 ISFFT 를 수행하여, 그림 1 의 ft domain 에서 데이터 행렬  $\tilde{X}_{FT} \in \mathbb{C}^{P \times N}$  을 생성한다.

$$\tilde{X}_{FT} = F_P \cdot \tilde{X}_{DD} \cdot F_N^H \quad (1)$$

그림 1 처럼 전체  $M \times N$  grid size 의 ft domain 에서 PU 가 사용하는 대역의 위치에는 0 을 채우고, SU 가 사용하고자 하는 대역 크기에 맞게  $\tilde{X}_{FT}$  을 Split & Placement 한  $X_{FT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  를 생성한다.

이 후,  $X_{FT}$  을 IFFT, Zero padding, 벡터화 그리고 Pulse shaping 을 순차적으로 적용해 연속적인 송신파형  $s(t)$  를 만든다.

## 2. 수신신호 처리과정

그림 1 과 같이 송신신호  $s(t)$  가 채널을 통과하여 수신기에 수신되는 신호를  $r(t)$  라 하자.  $r(t)$  에 그림 1 과 같은 수신 과정을 통해,  $Y_{DT,ZP} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times N}$ ,  $\tilde{X}_{dt,ZP} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times N}$  그리고  $Y_{DT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  을 각각 구한다.  $\tilde{X}_{dt,ZP}$  을 생성함에 있어서 OTFS 의 기존 MMSE equalizer 방식을 적용하면 심각한 성능열화가 발생한다. 본 논문에서는 이를 극복하기 위한 MMSE equalizer 방식을 유도한다. 이 내용은 II-3 절에서 설명한다.

dt domain 수신 신호  $Y_{DT}$  의 delay 축 방향으로 DFT 변환을 수행하여 ft domain 의  $Y_{FT} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  로 변환한 후 ft domain 에서 확장된  $M \times N$  size 의 ft grid 을  $P \times N$  size 축소시킨  $\tilde{Y}_{FT} \in \mathbb{C}^{P \times N}$  를 구한다. 이 후, 아래와 같이  $\tilde{Y}_{FT}$  에  $P \times N$  크기의 SFFT 를 수행하여, dD domain 의 최종적인 추정 데이터 심볼  $\tilde{Y}_{DD} \in \mathbb{C}^{P \times N}$  을 구할 수 있다.

$$\tilde{Y}_{DD} = F_P^H \cdot \tilde{Y}_{FT} \cdot F_N \quad (2)$$

## 3. NC-OTFS 를 위한 제안하는 MMSE 등화 알고리즘

dt domain 송신 신호 행렬  $X_{DT,ZP} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times N}$  의  $n$  번째 열(= 시간 영역 송신신호 서브 블록)을  $x_n \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times 1}$  라 하자. 마찬가지로, dt domain 수신 신호 행렬  $Y_{dt,ZP} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times N}$  의  $n$  번째 열(=시간 영역 수신신호 서브 블록)을  $y_n \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times 1}$  이라 하자.  $y_n$  을  $x_n$  과 채널의 관계식으로 나타내면 아래와 같다.

$$y_n = G_n \cdot x_n + z_n \quad (n = 0, 1, \dots, N) \quad (3)$$

위에서  $z_n$  은  $s_n$  을 제외한 수신기에 수신되는 잡음포함 Interference 신호 (noise, PU signal, ...) 이고,  $G_n \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times (M+Z)}$  은  $x_n$  이 겪는 time domain sub-channel 행렬이다. 자세한 과정은 참고문헌 [3]에 있으므로 여기서는 생략한다.

아래와 같이,  $y_n$  에 선형 등화 행렬  $L$  을 곱하여  $x_n$  의 추정치  $\hat{x}_n \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times 1}$  를 구할 수 있다.

$$\hat{x}_n = L \cdot y_n \quad (4)$$

MMSE 를 만족하는 행렬  $L$  은 아래 식(5)와 같다 [4][5].

$$L = \frac{G_n^H}{G_n \cdot G_n^H + \frac{C_{z_n}}{P_n}} \quad (5)$$

아래 식과 같이  $z_n$  에 PU 신호와 noise 신호를 모두 고려한다.

$$z_n = \sum_{i=0}^{U-1} H_{i,n} \cdot s_{i,n} + w_n \quad (n = 1, \dots, N-1) \quad (6)$$

위 식에서  $U$  는 PU 의 총 수이며,  $s_{i,n}$  은  $i$  번째 PU 신호를  $(M+Z) \times 1$  사이즈로 갖는  $N$  개의 벡터로 나누었을 때,  $n$  번째 벡터이다.  $H_{i,n} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times (M+Z)}$  은  $s_{i,n}$  이 겪는 채널 행렬이다. PU 신호간 독립성에 의해

식(5)의 covariance 행렬  $C_{z_n} \in \mathbb{C}^{(M+Z) \times (M+Z)}$  은 아래식과 같다.

$$C_{z_n} = \sum_{i=0}^{U-1} R_{i,n} + \sigma_{AWGN}^2 \cdot I_{(M+Z)} \quad (7)$$

위에서,  $R_{i,n}$  은  $H_{i,n} \cdot s_{i,n}$  의 자기공분산 행렬이다. 식(5)에 식(7)을 대입하여 PU 신호를 저감 시키는 MMSE 등화 행렬은 아래와 같이 정리된다.

$$L = \frac{G_n^H}{G_n \cdot G_n^H + \frac{(\sum_{i=0}^{U-1} R_{i,n} + \sigma_{AWGN}^2 I_{(M+Z)})}{P_n}} \quad (8)$$

그림 2 는 NC-OFDM 과 제안한 NC-OTFS 를 비교한 그래프이다. 두 그래프 모두 PU 의 수는 2 명으로 균일한 확률로 랜덤하게 서브밴드를 할당하였다. Secondary 송신기와 Secondary 수신기 간의 상대속도는 500km/h, EVA (Extended Vehicular A) 모델[6]의 채널을 통과하였다. 왼쪽 그림은 Primary 송신기와 Secondary 수신기 간의 상대속도는 60km/h, EVA 채널을 겪는 경우이며, 오른쪽 그림은 Primary 송신기와 Secondary 수신기 간의 상대속도는 500km/h, EVA 채널을 통과한 경우이다. 두 경우 모두 같은 SNR 에서 NC-OFDM 에 비해 NC-OTFS 방식의 성능이 훨씬 좋은 것을 확인할 수 있다. NC-OTFS 가 더 우수한 성능을 갖는 이유는 주파수 축에서 더 많은 diversity 를 갖기 때문이다. 오른쪽 그림에서는, Primary 송신기와 Secondary 수신기 채널 역시 고속 채널로 바뀔에 따라 성능이 전체적으로 감소하긴 했지만, 성능의 추이는 동일하다. 논문에서 제안한 PU 간섭 신호를 고려한 MMSE 알고리즘식(식(8))을 적용하였을 때, 기존 MMSE 복조 성능에 비해 현저히 우수해진 것을 실험 결과를 통해 알 수 있다.

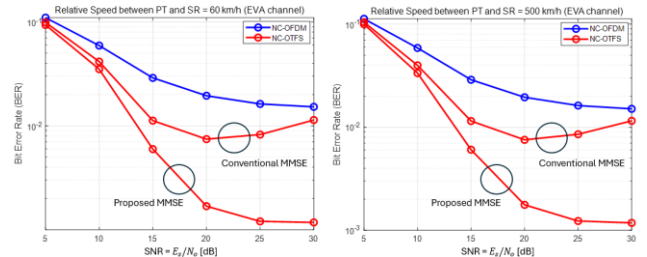


그림 2. NC-OFDM 과 NC-OTFS 성능, PU 신호: OFDM, PU 수: 2 명, Secondary 송신기와 Secondary 수신기 간의 상대속도 500km/h (EVA 채널), Primary 송신기와 Primary 수신기 간의 상대속도 500km/h (EVA 채널)

## III. 결론

OTFS 를 활용한 Overlay 형태의 주파수 공유 방식은 주파수 축과 시간 축에서 spread 되는 OTFS 특징을 이용하여 NC-OFDM 에 비해 더 우수한 성능을 보인다. 또한 PU 사용자 신호의 간섭을 고려하여 변형한 MMSE 복조 알고리즘을 적용하여 기존 MMSE 알고리즘 성능에 비해 더 우수한 성능을 보였다.

## ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Institute of Information & Communications Technology Planning & Evaluation (IITP) Grant funded by the Korea Government [Ministry of Science and ICT (MSIT)] (Development of Adaptive Interference Reduction Technology Based on Civil-Military Shared Frequency Environment) (Grant Number: 2022-0-00024)

## 참 고 문 헌

- [1] R. Rajbanshi, A. M. Wyglinski, and G. J. Minden, "Peak-to-Average Power Ratio Analysis for NC-OFDM Transmissions," 2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference. IEEE, Sep-2007.
- [2] L. Gaudio, G. Colavolpe, and G. Caire, "OTFS vs. OFDM in the Presence of Sparsity: A Fair Comparison," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 21, no. 6. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 4410-4423, Jun-2022.
- [3] T. Thaj and E. Viterbo, "Low Complexity Iterative Rake Decision Feedback Equalizer for Zero-Padded OTFS Systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 12. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 15606-15622, Dec-2020.
- [4] S. Tiwari, S. S. Das, and V. Rangamgari, "Low complexity LMMSE Receiver for OTFS," IEEE Communications Letters, vol. 23, no. 12. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 2205-2209, Dec-2019.
- [5] Y. Jiang, M. K. Varanasi, and J. Li, "Performance Analysis of ZF and MMSE Equalizers for MIMO Systems: An In-Depth Study of the High SNR Regime," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 57, no. 4. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 2008-2026, Apr-2011.
- [6] 3GPP, TS 36.104, V8.2.0, "E-UTRA: Base station (BS) radio transmission and reception," May 2008.