

차동 시공간 선 부호화 OFDM 시스템 PAPR 성능 검증

최태희, 정진곤*

중앙대학교 전자전기공학과

{chlxogml00; jgjong}@cau.ac.kr

PAPR Performance Evaluation for Differential Space-Time Line Coded OFDM Systems

Taehee Choi, Jingon Joung*

Department of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University

요약

기존 시공간 선 부호화 (STLC: space-time line code) 방식은 채널이 빠르게 변하는 시변 채널 환경에서 성능이 열화된다. 이러한 단점을 극복하기 위해 시변 채널 정보를 쓰지 않고 변조변조를 수행하는 차동 STLC (DSTLC: Differential STLC) 방식이 제안되었다. 본 연구에서는 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM: orthogonal frequency division multiplexing) 시스템과 DSTLC 방식을 결합하고, 모의실험을 통해 DSTLC-OFDM 시스템 최대 전력 대 평균 전력 비 (PAPR: peak-to-average power ratio) 성능을 검증한다. 모의실험 결과, DSTLC-OFDM 시스템은 기존 OFDM 시스템과 같은 PAPR 성능을 가지며, 이진 위상 편이 변조 변조를 사용할 때 기존 STLC-OFDM 시스템 대비 0.3 dB 낮은 PAPR을 가짐을 확인하였다.

I. 서론

시공간 선 부호화 (STLC: space-time line code) 방식은 송신기에서 전 채널 정보를 활용하여 최대 공간 다이버시티 이득을 얻는 기술로, 수신기 구현 복잡도가 낮은 장점이 있다 [1]. 하지만, STLC 방식은 채널이 빠르게 변하는 시변 채널 환경에서 성능이 열화된다. 최근, 이러한 단점을 극복하기 위해 차동 STLC (DSTLC: Differential STLC) 방식이 제안되었다 [2]. DSTLC 송수신기는 시변 채널 정보를 쓰지 않고 동작하므로, 채널이 빠르게 변하는 시변 채널 환경에서도 기존 STLC 방식 대비 우수한 비트 오류율 성능을 달성한다 [2].

한편, 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM: orthogonal frequency division multiplexing) 방식은 주파수 선택적 페이딩 효과를 극복하기에 용이하며, 높은 주파수 효율로 고속 통신이 가능하여 여러 통신 시스템에 적용되고 있다. 하지만, OFDM 방식은 단일 반송파 변조 방식 대비 큰 최대 전력 대 평균 전력 비 (PAPR: peak-to-average power ratio)를 갖는 단점이 있다. 본 연구에선 DSTLC와 OFDM을 결합하고, 모의실험을 통해 DSTLC-OFDM 시스템이 갖는 PAPR 성능을 검증한다. 모의실험 결과, DSTLC-OFDM 시스템은 기존 OFDM 시스템과 같은 PAPR 성능을 얻었다. 또한, 이진 위상 편이 변조 (BPSK: binary phase-shift keying) 기법을 사용할 때 DSTLC-OFDM 시스템은 기존 STLC-OFDM 시스템 대비 0.3 dB 낮은 PAPR 성능을 얻음을 확인하였다.

II. 차동 시공간 선 부호화 OFDM 시스템

그림 1은 송신 안테나 수가 한 개이고, 수신 안테나 수가 두 개인 1×2 DSTLC-OFDM 시스템 블록 다이어그램을 나타낸다. 송신기에선 데이터 비트를 M -PSK 방식으로 변조하여 다음과 같은 심볼 \mathbf{x} 를 생성한다:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}^T[1] \cdots \mathbf{x}^T[n] \cdots \mathbf{x}^T[M]]^T \in \mathbb{C}^{2N \times 1}. \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{x}[n] = [x_1[n] \ x_2[n]]^T$ 이며, $|x_1[n]| = |x_2[n]| = 1$ 이다. n 은

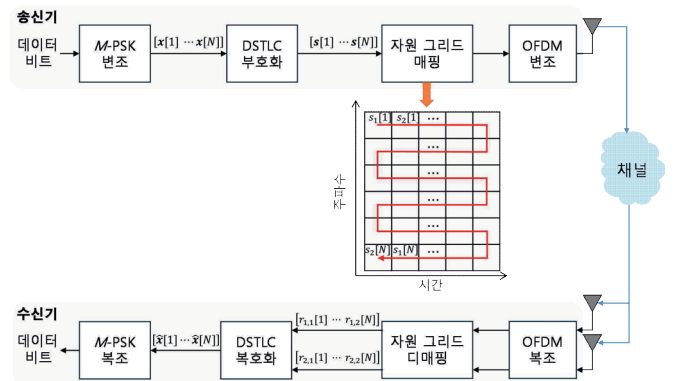


그림 1. 차동 시공간 선 부호화 OFDM 시스템 블록 다이어그램.

DSTLC 블록 인덱스를 나타내며 ($n = 1, \dots, M$), DSTLC 블록은 연속한 두 심볼로 이루어진다. DSTLC 부호화는 다음과 같이 수행된다:

$$\begin{bmatrix} s_1^*[n] \\ s_2^*[n] \end{bmatrix} = \mathbf{V}[n] \mathbf{x}[n]. \quad (2)$$

이때, $s_1[n]$ 과 $s_2[n]$ 는 n 째 DSTLC 블록에 해당하는 연속된 DSTLC 심볼을 나타낸다. 송신기는 심볼 $s_1[n]$ 과 $s_2[n]$ 을 연속해서 전송하며, $\| [s_1[n] \ s_2[n]] \|^2 = 2$ 이다. DSTLC 부호화 행렬 $\mathbf{V}[n]$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{V}[n] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1^*[n-1] & s_2^*[n-1] \\ s_2^*[n-1] & -s_1^*[n-1] \end{bmatrix}. \quad (3)$$

여기서 참조 신호 $s_1[0]$ 과 $s_2[0]$ 은 1로 설정하며, $\sqrt{2}$ 는 송신 전력 정규화 요소이다. DSTLC 부호화된 심볼은 OFDM 변조를 위해 자원 그리드 상의 m 째 OFDM 심볼과 k 째 서브캐리어에 매핑되며, 그림 1에서와 같이 시간 축 방향을 따라 매핑된다. 이후 OFDM 변조 과정을 거치며, 샘플

플링된 기저대역 OFDM 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\tilde{s}[m] = \frac{1}{N_{sc}} \sum_{k=1}^{N_{sc}} s_k[m] e^{j2\pi km/N_{sc}}, \quad 1 \leq m \leq N_{sc}. \quad (4)$$

여기서 N_{sc} 는 서브캐리어 수를 의미하며, $s_k[m]$ 는 m 째 OFDM 심볼과 k 째 서브캐리어에 매핑된 심볼을 의미한다.

수신기에선 고속 푸리에 변환을 사용하여 OFDM 복조를 수행하고, 자원 그리드 디매핑을 수행하여 n 째 DSTLC 블록에 대한 수신 신호 $r_{i,j}[n]$ 을 구한다. 여기서 $r_{i,j}[n]$ 는 i 째 수신 안테나가 연속한 두 심볼 시간 ($j=1, 2$) 동안 수신한 신호를 의미한다. 수신기에서 수신한 n 째 DSTLC 블록을 다음과 같은 수신 신호 행렬로 쓸 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}[n] &= \begin{bmatrix} r_{1,1}[n] & r_{1,2}[n] \\ r_{2,1}[n] & r_{2,2}[n] \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1[n]s_1[n] \quad \mathbf{h}_2[n]s_2[n]] + \mathbf{Z}[n] \\ &\stackrel{(a)}{\simeq} \mathbf{h}_1[n][s_1[n] \quad s_2[n]] + \mathbf{Z}[n]. \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{h}_1[n]$ 과 $\mathbf{h}_2[n]$ 은 n 째 DSTLC 블록 내 연속한 두 심볼이 겪는 채널로 $\mathbf{h}_j[n] = [h_{1,j}[n] \quad h_{2,j}[n]]^T$ 이다. 이때, $h_{1,j}[n]$ 과 $h_{2,j}[n]$ 은 각각 첫째 수신 안테나와 둘째 수신 안테나가 겪는 채널을 의미한다. 근사화 (a)는 연속한 두 심볼 간격 동안 채널이 변하지 않는 가정으로부터 유도된다. $\mathbf{Z}[n]$ 은 가산성 백색 잡음 행렬로 각 요소는 서로 독립이며, 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 정규 복소 가우시안 분포를 따른다.

[2]에서 유도된 바와 같이 n 째 DSTLC 수신 신호 행렬은 $n-1$ 째 DSTLC 수신 신호 행렬을 활용해 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{R}[n] \simeq \mathbf{R}[n-1] [\mathbf{x}^*[n] \quad \mathbf{P}\mathbf{x}[n]] + \mathbf{Z}[n]. \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 이며, $\mathbf{Z}[n]$ 는 실효 잡음으로 $\mathbf{Z}[n] - \mathbf{Z}[n-1][\mathbf{x}^*[n] \quad \mathbf{P}\mathbf{x}[n]]$ 이다. 따라서, 최대 우도 추정을 통해 다음과 같이 $\mathbf{x}[n]$ 을 추정한다:

$$\hat{\mathbf{x}}[n] = \underset{\mathbf{x} \in \chi^2}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{R}[n] - \mathbf{R}[n-1][\mathbf{x}^*[n] \quad \mathbf{P}\mathbf{x}[n]]\|_F^2. \quad (7)$$

여기서 χ^2 는 가능한 모든 \mathbf{x} 의 집합이며, 최소 오차를 가지는 $\hat{\mathbf{x}}$ 을 추정한다. 자세한 DSTLC 부호화 및 복호화 과정은 [2]에서 확인할 수 있다.

III. 모의실험 결과

본 장에선 모의실험을 통해, DSTLC-OFDM 시스템의 PAPR 성능을 검증한다. 연속 시간 OFDM 신호의 PAPR을 구하기 위해 오버샘플링을 수행하여 PAPR을 구한다. (4)로부터 L 배 오버샘플링된 신호 $\tilde{s}[m]$ 은 $\frac{1}{N_{sc}L} \sum_{k=1}^{N_{sc}L} s_k[m] e^{j2\pi km/N_{sc}L}$ 이며, $1 \leq m \leq N_{sc}L$ 이다. 따라서, PAPR은 다음과 같이 구할 수 있다:

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{1 \leq m \leq N_{sc}L} |\tilde{s}[m]|^2}{E[|\tilde{s}[m]|^2]}. \quad (8)$$

이때, $E[\cdot]$ 는 기댓값 연산을 의미한다. PAPR 성능은 상보 누적 분포 함수 (CCDF: complementary cumulative distribution function), 즉, $\Pr(\text{PAPR} \geq \text{PAPR}_0)$ 을 통해 검증한다.

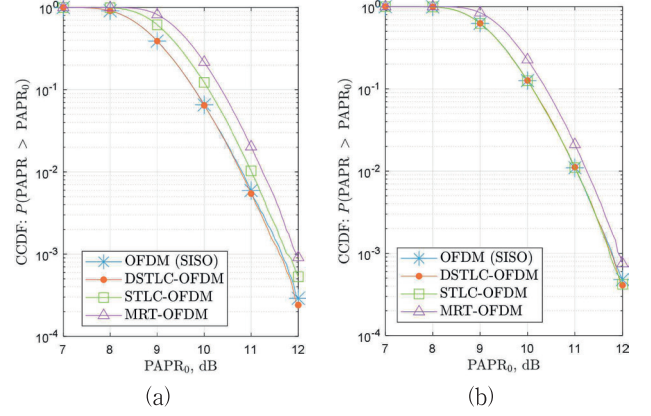


그림 2. DSTLC-OFDM 시스템 PAPR 성능 검증. (a) BPSK 변조 기법. (b) QPSK 변조 기법.

모의실험 환경 파라미터는 다음과 같다: $N_{sc} = 1024$, 중심 주파수 $f = 2$ GHz, 서브캐리어 간격 $\Delta f = 15$ kHz, 수신기 속도 $v = 3$ km/h, delay spread = 10 ns. 단일 입력 단일 출력 (SISO: single-input single-output) OFDM 시스템, STLC-OFDM 시스템, 그리고 최대 비율 전송 (MRT: maximum ratio transmission)-OFDM 시스템이 갖는 PAPR 성능을 비교하였으며, STLC-OFDM 시스템을 위한 채널 모델로써 3GPP TDL (Tapped-delay line)-B 모델을 사용하였다.

그림 2에선 BPSK와 직교 위상 편이 변조 (QPSK: quadrature phase-shift keying) 변조를 사용할 때, DSTLC-OFDM 시스템이 얻는 PAPR 성능을 검증한다. MRT-OFDM 시스템은 다른 비교 시스템 대비 가장 높은 PAPR을 얻으며, DSTLC-OFDM 시스템은 기존 OFDM 시스템과 같은 PAPR 성능을 갖는 것을 확인하였다. 그림 2(a)를 통해 BPSK 변조 기법을 사용할 때 DSTLC-OFDM 시스템이 STLC-OFDM 시스템 대비 0.3 dB 낮은 PAPR 성능을 얻음을 확인하였다. 그림 2(b)를 통해 QPSK 변조 기법을 사용할 때, DSTLC-OFDM 시스템과 STLC-OFDM 시스템이 같은 PAPR 성능을 얻음을 확인하였다.

IV. 결론

본 연구에서는 OFDM 시스템과 DSTLC 방식을 결합하고, 모의실험을 통해 DSTLC-OFDM 시스템이 갖는 PAPR 성능을 검증하였다. 모의실험 결과, DSTLC-OFDM 시스템은 기존 OFDM 시스템과 같은 PAPR 성능을 가지며, BPSK 변조를 사용할 때 기존 STLC-OFDM 시스템 대비 0.3 dB 낮은 PAPR 성능을 제공할 수 있음을 확인하였다.

ACKNOWLEDGMENT

이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원 (RS-2024-00405510)과 정보통신기획평가원의 지원(No.2022-0-00635, 28GHz대역/특화망대역/NR-U 대역을 지원하는 5G 산업용 단말 기술 개발, 25%; No.2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발, 25%)을 받아 수행된 연구임.

참고 문헌

- [1] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018.
- [2] J. Joung, K. Adachi, and C. Yuen, "Differential space-time line codes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 73, no. 10, pp. 15837-15842, Oct. 2024.