

직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 최대전력 대 평균전력의 비를 줄이기 위한 연산량이 적은 새로운 선택사상 기법

정회원 허석중*, 노형석*, 종신회원 노종선*, 신동준**

A Modified SLM Scheme with Low Complexity for PAPR Reduction of OFDM Systems

Seok-Joong Heo*, Hyung-Suk Noh* *Regular Members*,
Jong-Seon No*, Dong-Joon Shin** *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 직교 분할 주파수 다중화 (이하 OFDM) 시스템에서 최대전력 대 평균전력의 비 (이하 PAPR)를 줄일 수 있는 새로운 선택사상기법 (selected mapping; 이하 SLM) 방법에 대해서 제안한다. 제안된 방법의 PAPR 감소 성능은 기존의 SLM과 동일하게 유지하면서도 연산 복잡도는 크게 감소시킨다. 또한, 본 논문에서는 모의실험을 통하여 IEEE 802.16에 제안된 표준에 근거한 OFDM 시스템을 수식적이고 해석적으로 분석하였다. 2048개의 부반송파를 사용하는 시스템에서 본 논문에서 제안하는 방법을 이용하여 4개의 서로 다른 위상 시퀀스를 생성하여 ($U=4$) PAPR 감소에 이용하는 경우 기존의 SLM에서 16개의 서로 다른 위상 시퀀스를 이용하여 ($U=16$) PAPR을 줄이는 경우와 비슷한 PAPR 감소 성능을 가지면서도 연산복잡도는 63.5% 감소되었다.

Key Words : Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), Peak-to-average power ratio (PAPR), Selected mapping (SLM), Low computational complexity.

ABSTRACT

In this paper, we propose a new peak-to-average power ratio (PAPR) reduction scheme of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, called a modified selected mapping (SLM) scheme, which considerably reduces the computational complexity with keeping the similar PAPR reduction performance compared with the conventional SLM scheme. The proposed scheme is analytically and numerically evaluated for the OFDM system specified in the IEEE 802.16 standard. For the OFDM system with 2048 subcarriers, the proposed scheme with 4 binary phase sequences can reduce the complex multiplications by 63.5% with the similar PAPR reduction compared with the SLM scheme with 16 binary phase sequences.

※ 본 연구는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부에 의해 추진된 최우수 연구실 지원사업 및 정보통신부에 의해 추진된 ITRC 사업에 의한 지원으로 수행되었습니다.

* 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 부호 및 암호 연구실 및 뉴미디어 통신연구소 ({hsjbest, imeanu}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr), ** 한양대학교 전자·전기·컴퓨터공학부 부호 및 통신연구실 (djshin@hanyang.ac.kr).

논문번호 : KICS2007-05-224, 접수일자 : 2007년 5월 21일, 최종논문접수일자 : 2007년 10월 5일

I. 서 론

최근에 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM) 방식은 무선 통신 시스템에서 중요한 기술의 하나가 되었다. 특히, OFDM은 무선 근거리 통신망 (WLAN), 무선 도시권 통신망 (WMAN), 디지털 오디오 방송 (DAB), 디지털 비디오 방송 (DVB) 등과 같은 다양한 무선 통신 시스템에 사용이 제안되어 채택되고 있다. OFDM 전송방식은 무선 통신 시스템에서 높은 데이터 전송율을 얻을 수 있고 주파수 선택적 페이딩 채널에서도 강한 특성을 갖기 때문에 각광을 받고 있다. 그러나, OFDM 신호는 송신기에서 매우 큰 최대전력 대 평균전력의 비 (PAPR)를 갖기 때문에 고전력 증폭기 (HPA)에서 대역 내 왜곡이나 대역 외 방사등의 신호왜곡을 야기하여 비트오류율의 열화를 가져온다. 따라서, OFDM 신호의 PAPR을 줄여 HPA에서의 왜곡을 줄이는 것은 중요한 연구 관심사이다.

OFDM 신호의 PAPR을 줄이기 위한 여러 가지 연구가 행해져 왔고 이 방법들은 두 가지 기준에 의해서 분류될 수 있다. 먼저, PAPR 감소방법은 PAPR 감소방법이 덧셈이나 곱셈을 통해서 행해지는지 여부에 따라 곱셈을 이용한 방법과 덧셈을 이용한 방법으로 분류될 수 있다. 선택사상기법 (SLM)과 부분 전송 수열 (PTS)과 같은 방법은 입력 심볼 시퀀스가 위상 시퀀스와 곱해지기 때문에 곱셈을 이용한 방법 (multiplicative method)에 속한다^{[1],[2]}. 반면에, 톤 예약 방법 (tone reservation; TR)^{[3],[4]}이나 클리핑 (clipping)은 참조 신호와 덧셈을 하기 때문에 덧셈을 이용한 방법에 속한다.

PAPR 감소 방법의 두 번째 분류는 결정적 방법과 확률적인 방법으로 나눌 수 있다. 결정적 방법은 OFDM 신호의 PAPR을 클리핑과 같이 주어진 역치 이하로 제한하는 방법이다. 그러나 확률적 방법은 통계적으로 OFDM 신호가 갖는 PAPR의 분포 특성을 개선하는 방법이다^{[5]-[9]}. 확률적 방법인 SLM과 PTS는 여러 개의 동일한 정보를 갖는 여러 개의 신호들을 생성하여 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 선택하여 전송하게 된다^{[10],[11]}.

동일한 양의 부가정보를 사용할 때 SLM이 PTS보다 뛰어난 성능을 갖는다는 것이 알려져 있지만 SLM은 PTS보다 많은 연산량을 필요로 한다. SLM에서 PAPR 감소성능을 개선하기 위해서는 위상시퀀스의 수를 증가시켜야 한다. 위상 시퀀스의 수가 증가함에 따라 SLM의 연산량은 선형적으로 증가하

게 된다. 이것은 서로 다른 OFDM 신호를 생성하기 위해 요구되는 역푸리에변환 (IFFT)의 수와 관계가 있다. SLM은 아이디어가 간단하고 왜곡이 없는 방법이지만 송신기에서 수행하기에는 매우 큰 계산량을 갖는다. 본 논문에서는, SLM 방법을 변형하여 기존의 SLM 방법에 비해 적은 연산량을 갖는 새로운 SLM 방법에 대해서 제안하고 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서 기존의 SLM 방법이 설명되어있고 III장에서는 본 논문에서 제안하는 변형된 선택사상기법을 설명하고 이 방법을 이용할 때 감소된 연산량을 설명하였다. IV장에서는 기존 SLM을 방법과 제안된 방법을 사용했을 경우의 모의 실험 결과가 비교되었다. 마지막으로 V장에서는 논문의 결론을 내리고 있다.

II. 선택 사상 기법 (Selected Mapping)

$N=2^n$ 개의 부반송파를 갖는 OFDM 신호의 주파수 영역에서 k 번째 부반송파에 실린 복소 데이터를 A_k 라고 정의할 때 한 심볼에 전송되는 샘플링된 데이터는 $\mathbf{A}=[A_0 A_1 \dots A_{N-1}]$ 과 같이 표현된다. OFDM 신호는 $1/T$ 의 주파수만큼 간격을 갖는 N 개의 변조된 부반송파를 더하여 전송된다. t 가 연속된 시간을 나타낼 때 시간 영역에서의 OFDM 신호는 수식 (1)과 같이 표현된다.

$$a_t = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi \frac{n}{NT}t}, \quad 0 \leq t < NT \quad (1)$$

Nyquist rate로 샘플링된 OFDM 신호는 벡터 형태로 나타나게 되며 신호 시퀀스 $\mathbf{a}=[a_0 a_1 \dots a_{N-1}]$ 로 표현된다. \mathbf{A} 가 IFFT된 후 샘플링된 신호 \mathbf{a} 는 다음과 같이 표현된다.

$$a_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad k=0, 1, \dots, N-1$$

OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{a} 의 PAPR은 최대 전력 대 평균 전력의 비율로 정의된다. OFDM 신호 시퀀스의 PAPR은 다음과 같이 표현된다.

$$\text{PAPR}(\mathbf{a}) = \frac{\max_{0 \leq k \leq N-1} |a_k|}{E\left[|a_k|^2\right]}$$

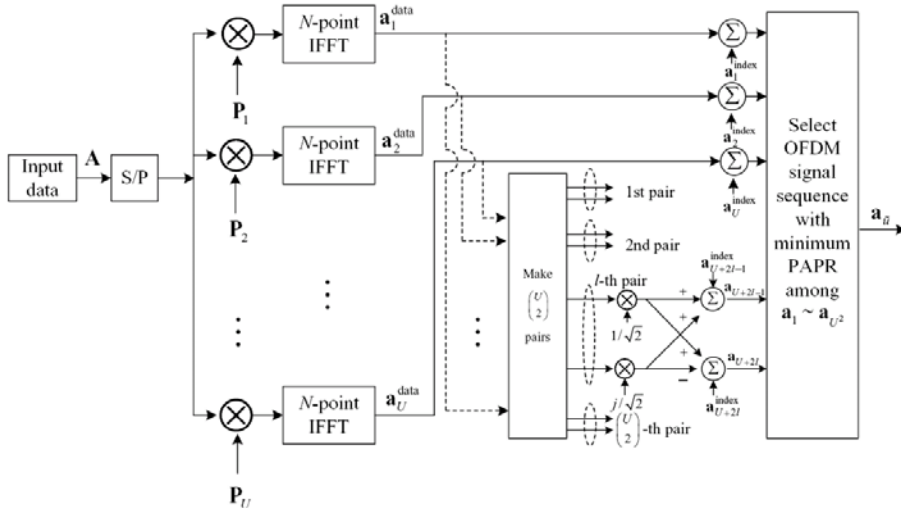


그림 1. OFDM 시스템에서 새로운 선택사상기법의 블록다이어그램.

SLM은 OFDM 시스템에서 PAPR을 줄이기 위한 잘 알려진 방법의 하나이며, 클리핑과는 달리 신호를 왜곡시키지 않는다. SLM은 입력 심볼 시퀀스 \mathbf{A} 와 U 개의 위상 시퀀스 $\mathbf{P}=[P_{u,0}P_{u,1}\cdots P_{u,N-1}]$, $1 \leq u \leq U$ 를 동일한 위치의 캐리어를 곱하여 얻은 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 \mathbf{A}_u 는 다음과 같이 표현된다 [10].

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_u &= [A_{u,0}A_{u,1}\cdots A_{u,N-1}] \\ &= \mathbf{A} \otimes \mathbf{P}_u \\ &= [A_0P_{u,0}A_1P_{u,1}\cdots A_{N-1}P_{u,N-1}] \end{aligned} \quad (2)$$

수식 (2)에서 \otimes 는 각 벡터의 동일한 위치에 있는 요소들의 곱을 의미한다. 위상 시퀀스 \mathbf{P}_u 는 $\phi_{u,n}$ 이 0과 2π 사이의 값을 갖고 ($\phi_{u,n} \in [0, 2\pi)$) u 는 $1 \leq u \leq U$ 에 존재할 때 단위 크기를 갖는 복소수 $P_{u,n} = e^{j\phi_{u,n}}$ ($0 \leq n \leq N-1$)을 원소로 갖는 벡터다. 일반적으로 $\{\pm 1\}$ 와 같은 두 개의 원소나 $\{\pm 1, \pm j\}$ 와 같은 집합의 원소들이 $P_{u,n}$ 로 이용된다.

확률적으로 독립이고 동일한 정보를 갖고 있는 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_U$ 에 대하여 각각 IFFT를 취하여 OFDM 신호 시퀀스를 생성한다.

$$\mathbf{a}_u = \text{IFFT}(\mathbf{A}_u) = \text{IFFT}(\mathbf{A} \otimes \mathbf{P}_u) \quad (3)$$

수식 (3)과 같이 U 개의 동일한 정보를 갖고 있

고 서로 다른 표현을 갖는 \mathbf{a}_u ($1 \leq u \leq U$)를 생성하고 이중 가장 작은 PAPR을 갖는 OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{P}_i 가 선택하여 전송한다. U 가 증가할수록 OFDM 신호 시퀀스의 PAPR 감소량은 증가하게 된다. SLM 방법은 매우 간단한 방법이지만 U 가 증가할수록 연산복잡도는 증가하게 된다.

III. 연산 복잡도가 작은 새로운 SLM 방법

본 장에서는 SLM을 이용한 새로운 PAPR 감소 방법이 제안되었다. 제안된 방법은 기존의 SLM보다 연산복잡도가 작지만 유사한 PAPR 감소 성능을 갖는다.

기존의 SLM 방법은 IFFT된 시간 영역에서 신호 \mathbf{a}_u 를 더할 경우 데이터가 손실될 수 있어 신호를 더할 수 없었으나 본 논문에서 제안하는 방법에서는 더하는 두 신호를 j 를 이용하여 90도 위상지연을 두어 더함으로써 수신기에서 복원이 가능하도록 하였다. 따라서, 위상 시퀀스를 곱하여 생성한 신호에 대하여 모두 IFFT를 행하지 않고도 더 많은 수의 조합을 만드는 것을 가능하도록 하여 연산량은 적고 동일한 PAPR 감소성능을 갖는 방법을 제안하였다.

3.1 새로운 PAPR 감소 방법

기존의 SLM 방법에서 PAPR을 많이 감소시키기 위해서는 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스를 충분히 많이 생성해야 한다. 그러나 이것은 많은 IFFT 연

표 1. IFFT의 크기(N)가 256, 512, 1024, 2048일 때 기존의 SLM과 제안된 SLM의 연산 복잡도 비교

	Conventional SLM $U=9$	Modified SLM $U=3$	CCRR	Conventional SLM $U=16$	Modified SLM $U=4$	CCRR
# IFFTs	9	3 ($U^2=9$)		16	4 ($U^2=16$)	
$N=256$						
# Complex multiplications	11,520	5,376	53.3%	20,480	8192	60.0%
# Complex additions	18,432	6,400	65.3%	32,768	11,264	65.6%
$N=512$						
# Complex multiplications	25,344	11,520	54.5%	45,056	17,408	61.4%
# Complex additions	41,472	16,896	59.3%	73,728	24,576	66.7%
$N=1024$						
# Complex multiplications	55,296	24,576	55.6%	98,304	36,864	62.5%
# Complex additions	92,160	36,864	60.0%	163,840	53,248	67.5%
$N=2048$						
# Complex multiplications	119,808	52,224	56.4%	212,992	77,824	63.5%
# Complex additions	202,752	77,872	61.6%	360,448	81,920	77.3%

산을 필요로 하므로 연산복잡도가 증가된다. 따라서, SLM을 이용할 때, 연산복잡도를 줄이는 것은 매우 중요하며, 연산량을 가장 크게 증가시키는 IFFT의 수를 줄임으로서 해결할 수 있다.

\mathbf{a}_i 와 \mathbf{a}_k 를 (3)에 정의된 SLM에 의해서 생성된 여러 개의 OFDM 신호 시퀀스라고 하자. c_i 와 c_k 를 복소수라고 할 때 푸리에 변환의 선형적 성질에 의해서 두 시퀀스의 선형결합은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{i,k} &= c_i \mathbf{a}_i + c_k \mathbf{a}_k \\ &= c_i \text{IFFT}(\mathbf{A} \otimes \mathbf{P}_i) + c_k \text{IFFT}(\mathbf{A} \otimes \mathbf{P}_k) \\ &= \text{IFFT}(\mathbf{A} \otimes (c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k)) \end{aligned} \tag{4}$$

(4)식에서 $c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k$ 의 각 부반송파에 해당하는 값들이 단위크기를 갖는다면, $c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k$ 는 새로운 OFDM 신호 시퀀스 $\mathbf{a}_{i,k}$ 에 대한 위상 시퀀스로 생각할 수 있다. 따라서, 기존의 IFFT된 OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{a}_i 와 \mathbf{a}_k 를 이용하여 새로운 OFDM 신호 시퀀스 $\mathbf{a}_{i,k}$ 를 추가적인 IFFT 없이 생성할 수 있다. 위상 시퀀스 \mathbf{P}_i 와 \mathbf{P}_k 의 각 부반송파에 해당하는 값들

이 단위 크기를 가질 때 $c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k$ 의 각 요소들도 단위 크기를 갖도록 하는가가 중요한 문제이다. $c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k$ 의 각 요소는 다음과 같은 조건을 만족할 때 단위크기를 갖는다.

i) 위상 시퀀스 \mathbf{P}_i 와 \mathbf{P}_k 의 각 요소들이 $\{\pm 1\}$ 의 값을 갖는다.

ii) $c_i = \pm 1/\sqrt{2}$, $c_k = \pm 1/\sqrt{2}$ 를 만족하는 $\{c_i, c_k\}$ 를 선택한다.

위상시퀀스 $\pm(c_i \mathbf{P}_i + c_k \mathbf{P}_k)$ 를 이용해서 생성한 두 개의 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스는 동일한 PAPR을 갖게 되므로 $c_i = 1/\sqrt{2}$ 와 $c_k = \pm 1/\sqrt{2}$ 의 경우만을 고려한다. $|c_i|^2 = |c_k|^2 = 1/2$ 라고 할 때 $\mathbf{a}_{i,k}$ 의 평균 전력은 \mathbf{a}_i 와 \mathbf{a}_k 의 평균전력의 절반이 된다. $\binom{U}{2}$ 는 $\binom{U}{2} = U(U-1)/2$ 를 나타낸다고 할 때 U 개의 이진 위상 시퀀스로부터 다음과 같은 $2\binom{U}{2}$ 개의 추가적인 위상 시퀀스를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} &\{\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_U, \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{P}_1 \pm j\mathbf{P}_2), \\ &\frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{P}_1 \pm j\mathbf{P}_3), \dots, \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{P}_{U-1} \pm j\mathbf{P}_U)\} \end{aligned}$$

본 논문에서 제안하는 PAPR 감소 방법은 다음과 같이 설명될 수 있다. 이미 IFFT가 된 시간영역에서 U 개의 OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{a}_u 의 조합을 통해서 U^2 개의 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스를 생성한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \{\mathbf{a}_u | 1 \leq u \leq U^2\} \\ &= \{\mathbf{a}_u | 1 \leq u \leq U\} \\ &\cup \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{a}_i \pm j\mathbf{a}_k) | 1 \leq u \leq U \right\} \end{aligned} \tag{5}$$

(5)에서는 오직 U 번의 IFFT와 $U^2 - U$ 번의 추가적인 OFDM 신호의 덧셈이 필요하다. 그러나

OFDM 신호의 덧셈의 연산량은 IFFT의 연산량과 비교해 볼 때 매우 작기 때문에 무시할 수 있다. 본 논문에서 제안한 PAPR 감소방법의 연산 복잡도 감소량은 다음 절에서 살펴볼 것이다. 집합 \mathbf{S} 의 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{a}_k 를 선택하여 인덱스 \tilde{u} 와 함께 전송한다. M -QAM 변조를 한다고 할 때, \tilde{u} 를 전송하기 위해 $\lceil \log_M U^2 \rceil$ 비트를 부가 정보 (side information)로 할당한다.

3.2 연산 복잡도

제안된 방법에서 연산복잡도의 감소는 U 개의 이미 생성된 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스로부터 $U^2 - U$ 개의 서로 다른 OFDM 신호 시퀀스를 생성함으로써 연산량을 감소시킨다. 반면에, U 개의 이진 위상 시퀀스를 이용한 제안된 방법의 PAPR 감소 성능은 U^2 개의 이진 위상 시퀀스를 사용한 기존의 SLM 방법과 유사한 PAPR 감소성능을 보인다. IFFT를 행하기 위해서 복소곱셈과 복소덧셈을 수행해야 하고 여러 개의 OFDM 신호 시퀀스를 조합하기 위해서 추가적인 복소덧셈이 필요하다. 본 논문에서는 복소곱셈과 복소덧셈, 이진 곱셈의 관점에서 연산복잡도를 고려하였다.

부반송파의 개수가 $N = 2^n$ 개이고 위상시퀀스를 곱한 후 IFFT를 U 번 취한다고 할 때, 기존의 SLM에서 U 번의 IFFT의 복소곱셈과 복소덧셈은 각각 $2^{n-1}nU$ 번과 $2^n nU$ 번이 필요하다. 또한, 여러 개의 OFDM 신호시퀀스의 각 첨두 전력을 찾기 위한 추가적인 $2^n U^2$ 번의 복소 곱셈이 필요하다. 따라서 복소 곱셈의 총 합은 $2^{n-1}nU + 2^n U^2$ 번이다. 제안된 방법에서는 (c_i, c_k) 에 대해서 여러 개의 OFDM 신호 시퀀스를 추가적으로 조합하기 위해 $2^n \cdot 2 \binom{U}{2}$ 번의 복소 덧셈이 필요하다. U 개의 입력 심볼 시퀀스 \mathbf{A}_u 를 생성하기 위해서 $2^n(U-1)$ 번의 최상위 비트 (MSB) 반전이 필요로 하지만 연산량이 적으므로 무시할 수 있다.

제안된 방법과 기존의 SLM을 비교했을 때 연산 복잡도 감소율 (computational complexity reduction ratio; CCRR)은 다음 수식과 같이 정의된다 [11].

$$CCRR = \left(1 - \frac{\text{제안한 방법의 연산복잡도}}{\text{기존 SLM의 연산복잡도}} \right) \times 100(\%) \quad (8)$$

표 1에 주어진 U 와 n 을 사용할 때 기존 SLM에

대한 본 논문에서 제안하는 SLM의 CCRR이 표 1에 계산되었다. 제안된 방법의 FFT 크기와 U 가 증가할수록 연산복잡도의 측면에서 더 효율적임을 표 1로부터 알 수 있다.

기존의 SLM 방법과 본 논문에서 제안된 SLM 방법의 계산량을 비교하는 경우 이때의 생성된 OFDM 신호의 조합수는 동일하므로, 요구되는 복소 곱셈의 수는 동일하다. 예를 들어 $U = 16$ 인 기존의 SLM과 $U = 4$ 인 제안된 SLM 방법에서 주파수 영역에서 생성된 OFDM 신호는 모두 16개 이므로 IFFT를 실행함으로써 요구되는 복소 곱셈의 수와 각 OFDM 신호의 첨두 전력을 찾기 위해 필요한 복소 곱셈에 필요한 수의 합은 두 방법이 동일하다. 그러나, 제안된 SLM 방법을 이용하는 경우 IFFT된 신호를 더하여 새로운 OFDM 신호를 생성하기 위한 복소 덧셈의 수가 추가적으로 필요로 하게 된다.

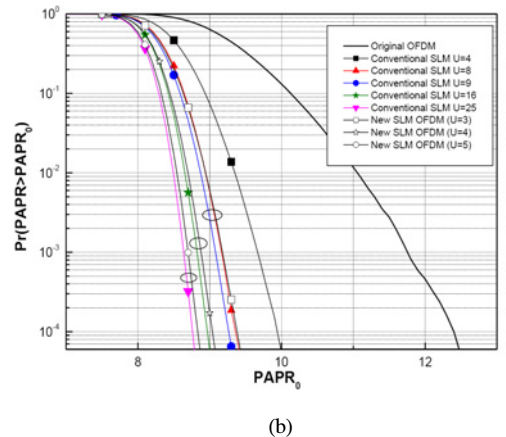
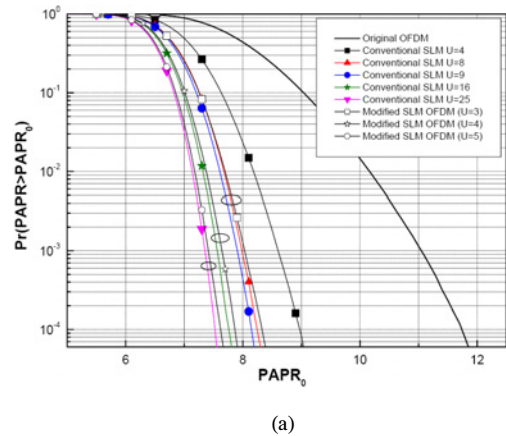


그림 2. 16-QAM 변조방법을 이용한 시스템에서 $U = 4, 8, 9, 16, 25$ 인 기존의 SLM과 $U = 3, 4, 5$ 인 본 논문에서 제안한 SLM의 경우의 PAPR 감소 성능 비교; (a) 256-point IFFT, (b) 2048-point IFFT.

IV. 모의 실험 결과

IEEE 802.16에 규정된 OFDM과 OFDMA 하향 링크 시스템에서 제안된 SLM 방법의 수학적 분석이 행해졌다. IEEE 802.16에 정의된 OFDM과 OFDMA는 16-QAM, 64-QAM 변조방법을 이용하여 생성된 데이터를 256개와 2048개의 부반송파를 사용하여 전송한다. 256개의 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템은 200개의 부반송파에만 데이터를 전송하고 56개의 부반송파는 가드밴드로 사용하기 위해 데이터를 전송하지 않는다. 2048개의 부반송파를 사용하는 OFDMA 시스템에서는 1702개의 부반송파에만 데이터를 전송하고 346개의 부반송파는 경계 부반송파로 데이터를 전송하지 않는다. 입력 심볼 시퀀스 **A**는 256개와 2048개의 부반송파가 사용되었고 경계 부반송파는 무시되었다.

$U=4, 8, 9, 16, 25$ 를 이용한 기존 SLM 방법과 $U=3, 4, 5$ 를 이용한 제안된 SLM의 PAPR의 상보 누적 분포 함수 (CCDF)가 모의실험을 통해 표현되었다. 순환 하다마드 (Hadamard) 행렬의 행을 이용하여 SLM에서 이용되는 위상 시퀀스로 사용하였다. 10^6 개의 입력 심볼 시퀀스를 생성하였을 때의 모의실험 결과가 그림 2에 보여졌다. $N=256, 2048$ 개의 부반송파를 이용할 때 주어진 임의의 PAPR인 $PAPR_0$ 보다 OFDM 신호 시퀀스의 PAPR이 클 경우의 CCDF가 그림 2(a)와 2(b)에 보여졌다.

그림 2(a)는 부반송파를 256개 사용했을 때 $U=3$ 인 제안된 SLM이 $U=8$ 인 기존의 SLM과 거의 동일한 성능을 보임을 알 수 있다. 그림 2(a)로부터 256개의 부반송파를 이용하는 OFDM 시스템에서 $U=4$ 인 제안된 SLM은 기존의 $U=16$ 인 SLM 보다 0.1 dB정도의 성능차이를 보임을 알 수 있다. 2048개의 부반송파를 이용하고 $U=4$ 인 경우 제안된 방법의 연산 복잡도는 63.5% 감소하고 PAPR은 PAPR 감소기법을 적용하지 않은 일반적인 OFDM 신호에 비해 $Pr(PAPR > PAPR_0) = 10^{-4}$ 에서 3.5 dB 감소한다. 제안된 방법은 CCDF가 10^{-4} 일 때 첨두 전력을 3.5 dB 줄임으로서 상대적으로 선형구간이 작은 앰프의 이용이 가능하여 기지국의 제조비용을 절감할 수 있을 것으로 보이며 기존의 방법에 비해 작은 비트 오류율 성능도 개선될 것으로 예상된다. 기존의 SLM에서 $U=16$ 을 이용하는 경우에는 시스템의 복잡도와 연산량의 복잡

도를 크게 증가시켜 구현에 어려움이 있지만 제한된 방법에서는 이것과 거의 비슷한 PAPR의 성능 그래프를 \sqrt{U} 를 이용하여 얻을 수 있으므로 구현에 용이하다.

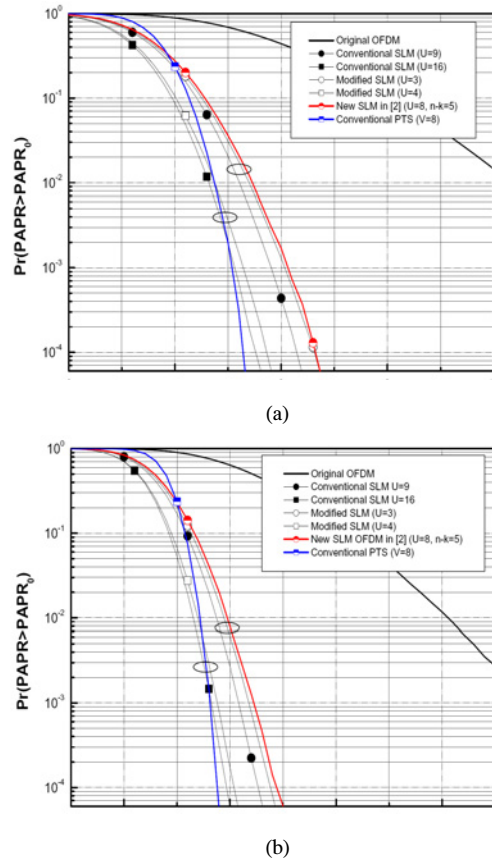


그림 3. PAPR 감소성능의 비교를 위해 16-QAM 변조방법을 이용한 시스템에서 기존의 SLM과 본 논문에서 제안한 SLM, [2]에서 제안된 방법, 부분 전송 수열 (PTS)를 이용한 경우의 PAPR 감소 성능 비교; (a) 256-point IFFT, (b) 2048-point IFFT.

그림 3은 다른 논문에서 제안된 PAPR 감소방법을 이용하여 부반송파가 256개와 2048개를 이용했을 경우 PAPR 감소 성능을 비교하였다. [2]에 제안된 $n-k=5$ 에서 위상 시퀀스를 곱한 $U=8$ 인 SLM과 [1]에 제안된 $V=8$ PTS를 이용하여 PAPR 감소 성능을 비교하였다. [2]에 제안된 방법은 모의 실험 결과로부터 논문에서 제안한 방법과 비교할 때 본 논문에서 제안된 방법이 0.1 dB정도의 성능 개선 효과를 보이는 것을 알 수 있었다. 또한, 연산량의 측면에서는 256개의 부반송파를 사용하는 시스템에서는 20.3%, 2048개의 부반송파를 이용하는 경우

에는 8.4%정도의 연산량을 본 논문에서 제안한 방법이 더 감소시키는것을 알 수 있다.

[1]에서 제안된 $V=8$ 인 PTS와 비교를 하면 본 논문에서 제안된 SLM보다 PTS가 10^{-4} 에서 0.2 dB 정도의 뛰어난 성능을 보이지만 PTS는 2개의 조합에서 선택하는 방법이므로 이를 모두 연산하기 위해 요구되는 연산량은 매우 크다. 또한, 2048개의 부반송파를 이용하는 경우 연산량의 차이는 더 커진다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 PAPR을 줄이기 위한 변형된 SLM 방법에 대해서 제안하였다. 제안된 방법을 통하여 연산복잡도를 줄일 수 있고, PAPR은 기존 SLM과 거의 동일한 감소성능을 유지한다. 제안된 방법은 부반송파의 개수와 U 가 증가할수록 연산복잡도 감소량이 커지므로 제안된 방법은 고속 전송 OFDM 시스템에 더 효율적으로 적용될 수 있다.

참고 문헌

[1] S. H. Müller, R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Hüber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation," *Annals of Telecommun.*, vol. 52, no. 1-2, pp. 58-67, Feb. 1997.

[2] D.-W. Lim, C.-W. Lim, J.-S. No, and H. Chung, "A new SLM OFDM with low complexity for PAPR reduction," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 2, pp. 93-96, Feb. 2005.

[3] P. V. Eetvelt, G. Wade, and M. Tomlinson, "Peak to average power reduction for OFDM schemes by selective scrambling," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 32, no. 21, pp. 1963-1964, Oct. 1996.

[4] J. Tellado and J. M. Cioffi, *Multicarrier Modulation with Low PAR, Application to DSL and Wireless*, Kluwer Academic Publisher, Boston, 2000.

[5] J. Tellado and J. M. Cioffi, "PAR reduction in multicarrier transmission systems," ANSI

Document, T1E1.4 Technical Subcommittee, no. 97-367, pp. 1-14, Dec. 8, 1997.

[6] D.-W. Lim, C.-W. Lim, J.-S. No, and H. Chung, "A new PTS OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 52, no. 1, pp. 77-82, Mar. 2006.

[6] C. Rössing and V. Tarokh, "A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 5, pp. 2091-2094, July 2001.

[7] C. Tellambura, "Upper bound on peak factor of N-multiple carriers," *IEEE Electron. Lett.*, vol. 33, no. 19, pp. 1608-1609, Sept. 1997.

[8] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, 4th ed., McGraw Hill, 2002.

[9] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 2, pp. 282-289, Feb. 2001.

[10] X. Li and L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 131-133, May 1998.

허석중 (Seok-Joong Heo)

정회원



2003년 2월 연세대학교 기계 전자공학부 학사
2005년 2월 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 석사
2005년 3월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 박사 과정

노형석 (Hyung-Suk Noh)

정회원



2005년 2월 고려대학교 전기 전자공학부 학사
2005년 9월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 석사 과정
<관심분야> OFDM, WLAN, 시공간 부호, MIMO

노 종 선 (Jong-Seon No)

중신회원



1981년 2월 서울대학교 전자
공학과 공학사

1984년 2월 서울대학교 전자
공학과 공학 석사

1988년 USC, 전기공학과 공
학 박사

1990년 9월~1999년 7월 건국대
학교 전자공학과 부교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부
교수

<관심분야> 시퀀스, 시공간 부호, LDPC, 암호학

신 동 준 (Dong-Joon Shin)

중신회원



1990년 2월 서울대학교 전자
공학과 공학사

1991년 12월 Northwestern
University, 전기공학과 공
학 석사

1998년 12월 전기공학과 공
학 박사

1999년 4월~2000년 8월 Hughes Network Systems, MTS

2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부교수

<관심분야> 디지털 통신, 이산 수학, 시퀀스, 오류
정정부호, 암호학