

직교 주파수 분할 다중화 신호의 최대전력 대 평균전력의 비 감소를 위한 크기 및 위상 변이 선택 사상 기법

정회원 전 현 배*, 김 기 훈*, 종신회원 노 종 선*, 신 동 준**

Amplitude and Phase Variant SLM Scheme for PAPR Reduction in QAM Modulated OFDM Signals

Hyun-Bae Jeon*, Ki-Hoon Kim* *Regular Members*,
Jong-Seon No*, Dong-Joon Shin** *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 크기 및 위상 변이 선택사상 기법(amplitude and phase variant SLM)을 제안한다. 이 기법은 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation; QAM)로 변조된 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)신호에서 최대전력 대 평균전력의 비(peak to average power ratio; PAPR)를 감소시킨다. 주파수 영역에서 QAM 심볼들의 위상만을 회전시키는 기존의 SLM과 비교하였을 때에 제안된 기법은 QAM 심볼들로 대응되기 전의 이진 데이터의 특정 위치에 이진 시퀀스를 곱해줌으로써 QAM 심볼에 대응 시에 위상은 물론 크기까지 변화시켜준다. 모의실험 결과는 제안된 기법이 QAM 변조된 OFDM 신호들에 대하여 기존의 SLM 보다 PAPR 감소 성능이 더 좋다는 것을 보여준다.

Key Words : Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), peak to average power ratio (PAPR), selected mapping (SLM)

ABSTRACT

In this paper, we propose a new selected mapping (SLM) scheme for reducing peak to average power ratio (PAPR) of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signals modulated with quadrature amplitude modulation (QAM), called amplitude and phase variant SLM (APSLM). Contrary to the conventional SLM which rotates the phases of QAM symbols in the frequency domain, the proposed scheme changes the magnitudes as well as the phases of QAM symbols by applying binary sequences to the binary data sequence before mapped to QAM symbols. Simulation results show that the proposed scheme has better PAPR reduction performance than the conventional SLM scheme for the QAM modulated OFDM signals, especially for the small number of subcarriers.

I. 서 론

직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing; OFDM) 방식은 높은 데이터

전송률과 음성, 데이터, 멀티미디어 통신에 대한 강건성 때문에 많은 무선 통신 시스템의 표준으로 채택되어졌다. OFDM의 큰 장점 중 하나는 주파수 선택적인 왜곡과 좁은 대역의 간섭에 대해 강한 것

※ 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2009-0081441)

* 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 및 뉴미디어통신 연구소({khh, lucidream}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr),

** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부(djshin@hanyang.ac.kr).

논문번호 : KICS2009-12-623, 접수일자 : 2009년 12월 15일, 최종게재논문통보일자 : 2010년 1월 11일

이다. 그러나 OFDM 시스템은 역 푸리에 변환 (inverse fast Fourier transform; IFFT)에 의해 얻어진 시간 영역 신호의 높은 최대전력 대 평균전력의 비 (peak to average power ratio; PAPR)로 인한 단점이 있다. 만약 OFDM 신호가 높은 PAPR을 갖는 경우, 이는 비선형 고전력 증폭기(nonlinear high power amplifier ;HPA)에서 대역 내 왜곡이나 대역 외 간섭과 같은 문제를 일으킨다^[1]. 이러한 문제를 해결하기 위해 클리핑과 필터링(clipping and filtering)^[2], 톤 예약 기법(tone reservation; TR)^[3], 부분 전송 수열(partial transmit sequence; PTS)^[4], 그리고 선택사상 기법(selected mapping; SLM)^[5]과 같은 PAPR 감소 방법들이 제안되었다. 이 중에서 SLM기법은 IFFT 이전의 데이터 시퀀스에 위상 시퀀스를 곱하여 생성되는 후보 신호들 중에 가장 적은 PAPR을 갖는 신호 하나를 고르는 것이다. 몇몇 SLM 기법들은 후보 시퀀스를 생성하는데 있어 변조 전의 이진 데이터 시퀀스를 인터리빙(interleaving)이나 스크램블링(scrambling)기법을 이용하여 생성하기도 한다^{[6][7]}. 이 경우에, 후보 심볼 시퀀스는 크기와 위상 둘 다 변화를 겪게 된다.

본 논문에서는 좋은 SLM 기법을 위한 위상 시퀀스의 조건을 살펴보고 후보 신호 시퀀스들의 독립성과 그들의 평균 심볼 전력의 공분산과의 관계를 분석한다. 이러한 결과를 기초로, 크기 및 위상 변이 SLM(amplitude and phase variant SLM; APSLM)이라는 새로운 기법을 제안한다. 이 기법은 입력 이진 신호의 미리 정해진 비트 위치에 이진 시퀀스를 곱함으로써 후보 심볼 시퀀스를 생성한다. APSLM의 PAPR 감소 성능은 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation; QAM)로 변조된 OFDM 신호를 사용하는 경우 기존의 SLM 기법보다 더 뛰어나며, 특히 부반송파의 개수가 적은 경우 PAPR 감소 효과가 더욱 크다.

II. 기존의 SLM 기법

N 개의 부반송파를 사용하는 OFDM 신호 시퀀스 $\mathbf{a}=[a_0 a_1 \dots a_{N-1}]$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$a_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, \quad 0 \leq n < N \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{A}=[A_0 A_1 \dots A_{N-1}]$ 는 입력 심볼 시퀀스이고 위상 편이(phase shift keying; PSK)나 QAM

으로 변조된다. 그리고 n 은 이산 시간 영역의 눈금이다. 이산 시간 영역에서의 OFDM 신호 시퀀스 \mathbf{a} 의 PAPR은 아래와 같이 정의된다.

$$\text{PAPR}(\mathbf{a}) = \frac{\max |a_n|^2}{\mathbf{E}[|a_n|^2]} \quad (2)$$

여기서 $\mathbf{E}[\cdot]$ 는 기대치 연산을 의미한다.

기존의 SLM(conventional SLM) 기법에서, 송신기는 U 개의 서로 다른 후보 심볼 시퀀스를 생성한다. 이 U 개의 신호들은 같은 입력 심볼 시퀀스를 나타내며 가장 적은 PAPR을 갖는 후보 신호가 선택되어 전송된다. U 개의 후보 심볼 시퀀스를 생성하기 위해, 입력 심볼 시퀀스는 길이가 N 인 서로 다른 U 개의 위상 시퀀스 $\mathbf{P}^{(u)}=[P_0^{(u)} P_1^{(u)} \dots P_{N-1}^{(u)}]$, $0 \leq u < U$ 가 곱해진다. 여기서 $P_i^{(u)} = e^{j\theta_i^{(u)}}$ 이다. 따라서, 후보 심볼 시퀀스 $\mathbf{A}^{(u)}=[A_0^{(u)} A_1^{(u)} \dots A_{N-1}^{(u)}]$, $0 \leq u < U$ 가 생성되고, 여기서 $A_i^{(u)} = A_i P_i^{(u)}$ 이다. U 개의 후보 심볼 시퀀스가 IFFT에 의해 변환된 뒤에 가장 작은 PAPR을 갖는 후보 OFDM 신호 시퀀스 $\mathbf{a}^{(\bar{u})} = \text{IFFT}(\mathbf{A}^{(\bar{u})})$ 가 선택되어 전송된다.

만약 후보 OFDM 신호 시퀀스 $\mathbf{a}^{(u)}=[a_0^{(u)} a_1^{(u)} \dots a_{N-1}^{(u)}]$, $0 \leq u < U$ 가 상호 독립적이라고 가정한다면, SLM기법에 대한 상보 누적 분포 함수 (complementary cumulative distribution function; CCDF)는 다음과 같이 주어질 수 있다^[4].

$$\begin{aligned} \Pr(\text{PAPR}(\mathbf{a}^{(\bar{u})}) > \text{PAPR}_0) \\ = (1 - (1 - e^{-\text{PAPR}_0})^N)^U \end{aligned} \quad (3)$$

SLM의 성능을 결정하는 것은 후보 신호 시퀀스들이 상호 독립적이 되도록 위상 시퀀스를 설계하는 것이다. [8]에서는, 위상 시퀀스 간의 직교성과 비주기성이 설계 기준으로 제안되었다. [9]에서 보듯이 만약 각 위상 시퀀스의 심볼 위상이 $\mathbf{E}[e^{j\theta_i}] = 0$ 를 갖는 독립 동일 분포(independent and identically distributed; iid)일 경우 후보 OFDM 신호 시퀀스는 상호 독립적이다. 그리고 SLM 기법은 이러한 상황에서 이상적인 PAPR 감소 성능을 갖는다.

III. 상호 독립적인 OFDM 신호들을 위한 기준

IFFT 이후에 얻어진 OFDM 신호 시퀀스는 큰

N 에 대해 중심 극한 이론(central limit theorem)에 의해 복소수 가우시안 분포로 가정된다. 그러므로 두 개의 후보 OFDM 신호들의 공분산 값 0은 이들의 상호 독립을 의미한다 [9]. 그러나 이러한 가정은 N 이 작은 OFDM 신호 시퀀스에 대해서는 일반적으로 중심 극한 이론을 적용하기 어렵고, 따라서 복소수 가우시안 분포를 갖는다고 볼 수 없다. 이 경우에는 공분산 대신 후보 OFDM 신호들의 결합 누적율(joint cumulant)의 성질을 고려해야 한다. [10]의 논문으로부터, 모든 차수의 결합 누적율이 0인 경우 이러한 두 후보 OFDM 신호 시퀀스가 상호 독립적이라고 알려져 있다. 하지만 높은 차수의 결합 누적율을 계산하기는 쉽지 않기 때문에, 후보 OFDM 신호 시퀀스들의 독립성 검사를 위해서는 4차까지의 결합 누적율을 고려하기로 한다. 이러한 결합 누적율의 조건에 기반하여 모든 후보 OFDM 신호간의 2차와 4차의 결합 누적율을 0에 가깝도록 하는 새로운 SLM 기법을 제안한다. 실험을 통해서 후보 OFDM 신호 시퀀스 간의 4차 결합 누적율이 감소할수록 PAPR 감소 성능은 증가 한다는 것을 보인다. 일반적으로, u 번째 후보 심볼 시퀀스 $\mathbf{X}^{(u)}$ 의 k 번째 심볼은 아래와 같다.

$$X_k^{(u)} = A_k A_k^{(u)} e^{j\phi_k^{(u)}}, 0 \leq k < N, 0 \leq u < U \quad (4)$$

여기서 $A_k^{(u)}$ 와 $\phi_k^{(u)}$ 는 각각 u 번째 후보 심볼 시퀀스의 k 번째 심볼의 진폭 이득과 위상 회전을 나타낸다. 기존의 SLM에서는 모든 k 와 u 에 대하여 $A_k^{(u)} = 1$ 이다. 그러면 u 번째 후보 OFDM 신호 시퀀스는 아래와 같다.

$$x_n^{(u)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k A_k^{(u)} e^{j\phi_k^{(u)}} e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, 0 \leq n < N \quad (5)$$

두 후보 OFDM 신호들의 2차 결합 누적율 즉, 신호들의 공분산은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \text{cum}(x_k^{(l)}, x_k^{(m)*}) &= \text{cov}(x_k^{(l)}, x_k^{(m)*}) \\ &= E[(x_k^{(l)} - E[x_k^{(l)}])(x_k^{(m)} - E[x_k^{(m)}])^*] \quad (6) \\ &= E[x_k^{(l)} x_k^{(m)*}] - E[x_k^{(l)}] E[x_k^{(m)*}] \end{aligned}$$

만약 $\phi_k^{(u)}$ 가 $E[e^{j\phi_k^{(u)}}] = 0, u = 0, 1, \dots, U-1$ 의 조건을 만족하면서 i.i.d.라면 A_k 에 상관없이 공분산은

0이 된다[9]. 또한, 위상 시퀀스가 이러한 i.i.d.와 평균을 0으로 갖는 분포를 갖는다면 두 후보 OFDM 신호 시퀀스의 4차 결합 누적율은 아래와 같아진다.

$$\begin{aligned} &\text{cum}(x_k^{(l)}, x_k^{(l)*}, x_k^{(m)}, x_k^{(m)*}) \\ &= E[x_k^{(l)} x_k^{(l)*} x_k^{(m)} x_k^{(m)*}] \\ &\quad - E[x_k^{(l)} x_k^{(l)*}] E[x_k^{(m)} x_k^{(m)*}] \\ &= \frac{1}{N^2} \left\{ E\left[\left(\sum_{k=0}^{N-1} |A_k A_k^{(l)}|^2 \right) \left(\sum_{k=0}^{N-1} |A_k A_k^{(m)}|^2 \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - E\left[\sum_{k=0}^{N-1} |A_k A_k^{(l)}|^2 \right] E\left[\sum_{k=0}^{N-1} |A_k A_k^{(m)}|^2 \right] \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

(7)에서 4차 결합 누적율은 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산과 동일함을 쉽게 알 수 있다. 그 식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} &\text{cov}(\bar{P}^{(l)}, \bar{P}^{(m)}) \\ &= E[(\bar{P}^{(l)} - E[\bar{P}^{(l)}])(\bar{P}^{(m)} - E[\bar{P}^{(m)}])] \quad (8) \\ &= E[\bar{P}^{(l)} \bar{P}^{(m)}] - E[\bar{P}^{(l)}] E[\bar{P}^{(m)}] \end{aligned}$$

여기서

$$\bar{P}^{(u)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |A_k A_k^{(u)}|^2 \quad (9)$$

이다.

만약 $E[\bar{P}^{(u)}]$ 가 1로 평균화 되어있다면, 아래와 같이 변형될 수 있다.

$$\begin{aligned} &\text{cov}(\bar{P}^{(l)}, \bar{P}^{(m)}) \\ &= E[\bar{P}^{(l)} \bar{P}^{(m)}] - E[\bar{P}^{(l)}] E[\bar{P}^{(m)}] \\ &= \frac{1}{N^2} \left\{ E[N A_k^4 |A_k^{(l)}|^2 |A_k^{(m)}|^2] \right. \\ &\quad \left. + E[N(N-1) |A_k A_k^{(l)}|^2 |A_k A_k^{(m)}|^2] - N^2 \right\} \quad (10) \\ &= \frac{1}{N^2} (NE[|A_k|^4 |A_k^{(l)}|^2 |A_k^{(m)}|^2] + N(N-1) - N^2) \\ &= \frac{1}{N} (E[|A_k|^4 |A_k^{(l)}|^2 |A_k^{(m)}|^2] - 1) \end{aligned}$$

이후 전개되는 내용에서는 M-QAM으로 변조된 OFDM 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력은 1로 평균화 된다고 가정한다.

만약 $\mathbf{X}^{(l)}$ 와 $\mathbf{X}^{(m)}$ 가 상호 독립이라면, 즉, 두 후보 심볼 시퀀스가 주어진 변조에 대해 독립적으로 생성된다면, 그들의 평균 심볼 전력의 공분산은 0이

된다. 그러나 기존의 SLM 기법에서는 위상 시퀀스가 위상의 이상적인 조건을 만족함에도 불구하고 공분산이 0이 되지 않는다. 왜냐하면 (10)의 $E[A_k^4]$ 가 1이 되지 않기 때문이다. 즉, 이는 기존의 SLM기법에서는 QAM 변조에 대해 상호 독립적인 후보 OFDM 신호 시퀀스가 생성되지 않는다는 것이다.

그러므로 $E[|A_k|^{4}|A_k^{(l)}|^2|A_k^{(m)}|^2]$ 를 1로 가깝게 하기 위해 진폭 이득 $A_k^{(u)}$ 를 변화해야 한다.

IV. 크기 및 위상 변이 SLM 기법

이 부분에서는, APSLM이라 불리는 새로운 SLM 기법을 제안한다. $\mathbf{S} = \{i_0, i_1, \dots, i_{M-1}\}$ 를 M-QAM 심볼에 대해 비트 인덱스 $\mathbf{L} = \{0, 1, \dots, \log_2 M - 1\}$ 의 부분집합이라 하고, \mathbf{S}^C 를 \mathbf{L} 에서 \mathbf{S} 의 여집합이라 하자. u 번째 후보 심볼 시퀀스의 이진 형태로 표현된 k 번째 심볼에서 l 번째 비트 $X_{k,l}^{(u)}$ 는 아래와 같이 쓰여 질 수 있다.

$$X_{k,l}^{(u)} = \begin{cases} A_{k,l} P_k^{(u)}, & l \in \mathbf{S} \\ A_{k,l}, & l \in \mathbf{S}^c \end{cases} \quad (11)$$

여기서 $P_k^{(u)} = \{\pm 1\}$ 이다. 만약 $P_k^{(u)} = -1$ 이면, \mathbf{S} 에 대응되는 A_k 의 비트들은 반전되고, $A_k^{(u)}$ 는 다른 M-QAM 심볼 $X_k^{(u)}$ 로 이동된다. 후보 심볼 시퀀스 $\mathbf{X}^{(u)}$ 가 IFFT된 후에, 가장 낮은 PAPR을 갖는 $\mathbf{x}^{(u)} = \text{IFFT}(\mathbf{X}^{(u)})$ 이 선택되어 전송된다.

M-QAM의 OFDM 신호에 적용되는 APSLM 기법에서는, $\mathbf{X}^{(u)}$ 의 평균 전력 $\bar{P}^{(u)}$ 는 \mathbf{A} 의 평균 전력과 다르다. 그리고 이는 주어진 성상도에서 집합 \mathbf{S} 의 선택에 따라 좌우된다. 수식 (10)으로부터, $\text{cov}(\bar{P}^{(l)}, \bar{P}^{(m)})$ 를 0으로 만들기 위하여 가능한 $E[|X_k^{(l)}|^2 |X_k^{(m)}|^2]$ 를 1에 가깝게 만들어야 한다. 본 논문에서는 16-QAM과 64-QAM의 경우에 대해서, APSLM의 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산을 분석해보겠다. 그림 1은 APSLM에서 Gray 사상을 사용하는 경우의 16-QAM 성상도의 예를 보여 준다. 만약 $\mathbf{S} = \{0, 1, 2, 3\}$ 을 사용하고 $\mathbf{S}^C = \emptyset$ 이면, $P_k^{(u)} = 1$ 인 경우 k 번째 입력 심볼에 대해 모든 비4 력 심볼들은 심볼 전력에 따라 $P_1 = 0.2$ 인 경우에

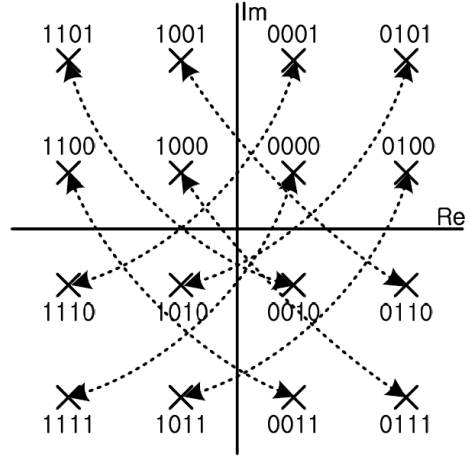


그림 1. APSLM에서 Gray 사상을 이용한 16-QAM 성상도의 예시

는 $E_1 = \{0000, 1000, 1010, 0010\}$ 로, $P_2 = 1.0$ 인 경우는 $E_2 = \{0100, 0001, 1001, 1100, 1110, 1011, 0011, 0110\}$ 로, $P_3 = 1.8$ 인 경우에는 $E_3 = \{0101, 1101, 1111, 0111\}$ 로 분리 한다. 그러면 APSLM에서 생성된 후보 심볼 시퀀스에서 심볼의 진폭 이득은 아래와 같아진다.

$$A_k^{(u)} = \begin{cases} 1, & A_k \in E_2 \text{ or } P_k^{(u)} = 1 \\ \sqrt{P_1/P_3}, & A_k \in E_3 \text{ and } P_k^{(u)} = -1 \\ \sqrt{P_3/P_1}, & A_k \in E_1 \text{ and } P_k^{(u)} = -1 \end{cases} \quad (12)$$

만약 위상 시퀀스 $\mathbf{P}^{(u)}$ 가 +1들과 -1의 개수가 균 등하도록 무작위로 생성된다면, $E[e^{j\theta_k^{(u)}}]$ 가 0이 된다. 그러면 APSLM에서 두 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} & \text{cov}(\bar{P}^{(l)}, \bar{P}^{(m)}) \\ &= \frac{1}{N} (E[|A_k|^{4}|A_k^{(l)}|^2|A_k^{(m)}|^2] - 1) \\ &= \frac{1}{N} \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{4} (P_1)^2 \frac{P_3}{P_1} + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} (P_3)^2 \frac{P_1}{P_3} \right) \right\} \\ &+ \frac{1}{N} \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{1}{4} (P_1)^2 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} (P_3)^2 \right) - 1 \right\} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

따라서, APSLM에서 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력은 심볼 시퀀스가 독립적으로 생성된 것처럼 비상관적이 된다.

다음으로 그림 2와 같은 성상도를 갖는 64-QAM에서의 Gray 사상을 고려한다. 두 개의 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산을 비교하기 위하여, \mathbf{S} 의 선택에 따른 APSLM의 두 가지 경우를 소개한다. 즉, Type-I은 $\mathbf{S} = \{0, 2, 3, 5\}$ 이고 $\mathbf{S}^c = \{1, 4\}$ 인 경우이고, Type-II는 $\mathbf{S} = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$ 이고 $\mathbf{S}^c = \emptyset$ 인 경우를 가정한다. $N=64$ 인 경우에 대해서 (13)과 같은 방법으로 계산하면, Type-I의 경우는 평균 심볼 전력의 공분산이 2.83×10^{-4} 이고 Type-II에 대해서는 1.13×10^{-3} 이 됨을 알 수 있다. 따라서, Type-I에서의 두 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산은 Type-II의 것보다 작다. 위의 두 경우의 PAPR 감소 성능은 다음 절에서 실험을 통하여 비교하였다.

일반적으로 Gray 사상을 갖는 M-QAM 변조의 경우, 한 사분면의 가장 작은 전력을 갖는 성상도에 위치한 심볼이 원점 대칭의 반대 사분면의 가장 큰 성상도의 심볼로 대응이 되도록 \mathbf{S} 를 선택하면, Gray 사상의 거리 특성을 보존하면서 수식 (10)의 $E[|A_k^{(l)}|^2 |A_k^{(m)}|^2]$ 이 1에 가장 가까워지도록 후보 심볼들을 생성할 수 있다. 따라서, 이런 APSLM 기법은 고차의 다른 변조에도 마찬가지로 적용될 수 있다.

APSLM이 수신단에서 이진 시퀀스 $\mathbf{P}^{(u)}$ 를 제거한 후에도 Gray 사상의 거리 특성을 보존 시킴을 직관적으로 알 수 있다. 따라서, SLM의 부가 정보가 정확히 수신된다면, 제안된 방법에서 BER 성능 열화는 없다. 또한, APSLM은 이진 연산으로 후보 신호를 생성하기 때문에 기존의 SLM과 비교하였을 때 계산 복잡도나 추가 정보의 크기를 증가 시키지 않는다.

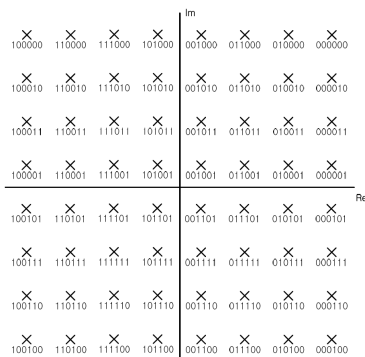


그림 2. Gray 사상을 사용한 64-QAM 상성도의 예시

V. 모의실험 결과

APSLM과 기존의 SLM에 대해 두 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산을 비교하고 $U=8$ 인 경우에 대해 그들의 PAPR 감소 성능을 비교한다. 이진 시퀀스 $\mathbf{P}^{(u)}$ 는 순환 Hadamard 행렬의 행을 이용하여 생성하였고 [8], $u=0$ 인 경우는 입력 심볼 시퀀스를 그대로 사용하였다.

그림 3은 16-QAM과 64-QAM의 경우에서 $N=64, 128, 256$ 그리고 512인 경우에 대해 두 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산을 비교한다. 기존의 SLM 기법이 가장 큰 공분산을 갖고 64-QAM의 공분산은 16-QAM의 공분산보다 크다. 64-QAM의 경우에, Type-I의 공분산은 Type-II의 공분산보다 작다. 모든 N 과 M 에 대해서 Type-I의 공분산이 0으로 수렴함을 알 수 있다.

그림 4는 $N=64$ 와 256에 대하여 여러 SLM 기법들의 PAPR 감소 성능을 비교한다. (3)의 이론적

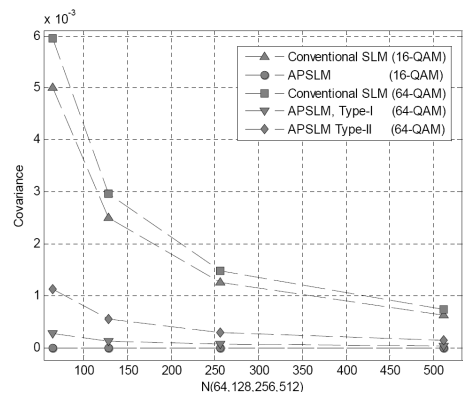


그림 3. 기존 SLM과 APSLM의 두 후보 심볼 시퀀스의 평균 심볼 전력의 공분산 비교

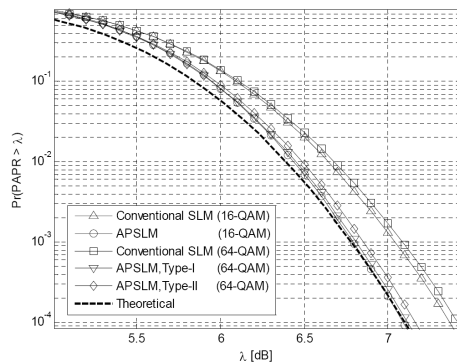


그림 4. 기존 SLM과 APSLM의 PAPR 감소 성능 비교 ($N=64$)

인 CCDF 결과와 비교하기 위하여 과표본 계수는 1로 설정하였다. 기존의 SLM의 성능이 제안한 방법보다 성능이 열화됨을 알 수 있고, 제안한 방법과 기존의 SLM의 성능 차이는 N 이 증가할수록 감소한다. APSLM의 PAPR 감소 성능은 $N=64$ 에 대하여 Type-I이 Type-II보다 좋은 성능을 보이고 있다. 따라서, PAPR 감소 성능은 그림 3에서의 공분산의 경향과 일치함을 알 수 있다.

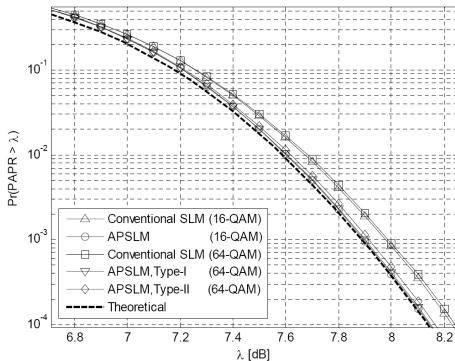


그림 5. 기존 SLM과 APSLM의 PAPR 감소 성능 비교 ($N=256$)

VI. 결 론

본 논문에서는 QAM 변조된 OFDM 신호에 대하여 PAPR을 감소시킬 수 있는 새로운 SLM 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 후보 OFDM 신호 시퀀스들을 상호 독립적이게 만들기 위해, 이진 형식의 입력 심볼 시퀀스에 이진 위상 시퀀스를 적용하여 위상뿐만 아니라 크기까지 변화시킨다. 제안된 기법은 기존의 SLM과 비교할 때 계산 복잡도나 추가 정보를 증가시키지 않는다. 모의실험 결과는 기존의 SLM 기법보다 제안된 기법의 PAPR 감소 성능이 더 좋다는 것을 보여준다. 이는 이론적인 성능에 근접하게 된다. 제안된 기법의 PAPR 감소 성능의 개선은 QAM 변조된 OFDM 신호에 대해 U 가 커질수록 N 이 감소할수록 증가한다.

참 고 문 헌

[1] M. R. D. Rodrigues and I. J. Wassell, "IMD reduction with SLM and PTS to improve the error-probability performance of nonlinearly distorted OFDM signals," IEEE Trans. Veh.

Technol., Vol.55, No.2, pp.537-548, Mar. 2006.

[2] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain ltering," IEE Electron. Lett., Vol.38, pp. 246-247, Feb. 2002.

[3] J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 2000.

[4] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," IEE Electron. Lett., Vol.33, No.5, pp.368-369, Feb. 1997.

[5] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," IEE Electron. Lett., Vol.32, No.22, pp.2056-2057, Oct. 1996.

[6] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "Reducing the peak-to-average power ratio of orthogonal frequency division multiplexing signal through bit or symbol interleaving," IEE Electron. Lett., Vol.36, No.13, pp.1161-1163, Jun. 2000.

[7] M. Breiling, S. H. Müller, and J. B. Huber, "SLM peak-power reduction without explicit side information," IEEE Commun. Lett., Vol.5, No.6, pp.239-241, Jun. 2001.

[8] D.-W. Lim, S.-J. Heo, and J.-S. No, "On the phase sequence set of SLM OFDM scheme for a crest factor reduction," IEEE Trans. Signal Process., Vol.54, No.5, pp.1931-1935, May 2006.

[9] G. T. Zhou and L. Peng, "Optimality condition for selected mapping in OFDM," IEEE Trans. Signal Process., Vol.54, No.8, pp.3159-3165, Aug. 2006.

[10] S.-L. J. Hu, "Probabilistic independence and joint cumulants," J. of Engin. Mech., Vol.117, No.3, pp.640-652, Mar. 1991.

전 현 배 (Hyun-Bae Jeon)

정회원



1999년 2월 연세대학교 전기공학
학과 공학사
2001년 2월 연세대학교 전기
전자공학부 석사
2007년 3월~현재 서울대학교
전기·컴퓨터공학부 박사과정
2001년 1월~현재 삼성전자 시
스템 LSI 사업부

<관심분야> OFDM, channel coding, modulation

노 종 선 (Jong-Seon No)

중신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공
학 공학사
1984년 2월 서울대학교 전자공
학 공학 석사
1988년 5월 USC, 전기공학과
공학박사
1988년 2월~1990년 7월
Hughes Network Systems,

Senior MTS

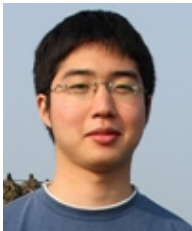
1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과
부교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부
교수

<관심분야> 시퀀스, 시공간 부호, LDPC, OFDM,
이동통신, 암호학

김 기 훈 (Ki-Hoon Kim)

정회원



2008년 2월 서울대학교 전기공
학부 공학사
2008년 3월~현재 서울대학교
전기·컴퓨터공학부 석사과정
<관심분야> OFDM, 오류정정
부호, 디지털통신

신 동 준 (Dong-Joon Shin)

중신회원



1990년 2월 서울대학교 전자공
학과 공학사
1991년 12월 Northwestern
University, 전기공학과 공학
석사
1998년 12월 USC, 전기공학과
공학박사

1999년 1월~1999년 4월 Research Associate (USC)
1999년 4월~2000년 8월 Hughes Network Systems,
MTS

2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학
부 부교수

<관심분야> 디지털통신, 이산수학, 시퀀스, 오류정
정부호, 암호학