

직교 주파수 분할 다중화 시스템의 최대전력 대 평균전력의 비 감소를 위한 비트 선택사상 기법

정회원 김 규 홍*, 노 형 석*, 허 석 중*, 종신회원 노 종 선*, 신 동 준**

A Bit SLM Scheme for Peak to Average Power Ratio Reduction in OFDM Systems

Kyu-Hong Kim*, Hyung-Suk Noh*, Seok-Joong Heo* *Regular Members*
 Jong-Seonh No*, Dong-Joon Shin** *Lifelong Members*

요 약

선택사상기법(selected mapping; SLM)은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM) 시스템에서 최대전력 대 평균전력의 비 (peak to average power ratio; PAPR)를 감소시키는 잘 알려진 기법이다. 본 논문에서는 SLM 기법의 전송 후보 시퀀스를 발생시키는 새로운 방법을 제안한다. 기존의 SLM 기법은 M-ary 심볼의 위상을 회전시켜 전송 후보 시퀀스를 발생 시키지만, 제안된 방법은 원 신호의 이진 데이터에 m-시퀀스를 곱하여 전송 후보 시퀀스를 발생시킨다. 제안된 방법의 PAPR 감소 성능은 기존의 SLM에 비해 우수하였고, 모의실험 결과로부터 적은 수의 부 반송파를 사용하는 시스템에서 더 좋은 성능을 보이는 것을 확인하였다.

Key Words : Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), Peak to average power ratio (PAPR), Selected mapping (SLM), m-sequence

ABSTRACT

Selected mapping is well-known scheme for peak to average power ratio(PAPR) reduction in orthogonal frequency multiplexing(OFDM) systems. In this paper, we proposed a new scheme for generating a set of candidate transmission sequences. In conventional SLM, candidate sequences were generated by rotating the phases of the frequency domain OFDM M-ary symbols but in proposed scheme, candidate sequences are generated by multiplying the m-sequences with data in bit format of OFDM signals. Computer simulation results show that, as compared to the conventional SLM scheme, the proposed approach has better PAPR reduction performance and especially in case of OFDM systems which has small number of subcarriers has better performance than large ones.

* 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({adageneral, imeanu, hsjbest}@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr),

** 한양대학교 전자·전기·컴퓨터공학부 부호 및 통신연구실(djshin@hanyang.ac.kr).

논문번호 : KICS2007-10-493, 접수일자 : 2007년 10월 31일, 최종논문접수일자 : 2008년 5월 22일

I. 서론

직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing; OFDM) 방식은 높은 데이터 전송률과 다채널 상에서의 강건성 때문에 고속 데이터 전송에 적합한 기술로 여겨지고 이에 따라 이 전송기술은 여러 분야에서 응용되고 있다^[1]. OFDM은 디지털 오디오 방송 (DAB)^[2], 디지털 비디오 방송 (DVB)^[3], IEEE 802.11 무선 근거리 통신망 등과 같은 다양한 무선 통신 시스템에서 표준으로 사용되고 있다^[4]. OFDM 시스템의 가장 큰 단점은 전송 신호가 매우 큰 최대전력 대 평균전력의 비 (peak to average power ratio; PAPR)를 갖는 것인데, 이는 시스템에서 사용되는 부 반송파의 수에 비례한다. 이런 큰 PAPR 때문에 고전력 증폭기 (high power amplifier; HPA)에서 대역 내 왜곡 또는 대역 외 방사 등의 신호왜곡이 발생하게 되어 비트 오류율 (bit error rate; BER)의 열화를 가져온다^{[5],[6]}. 이러한 이유로 OFDM 신호의 PAPR을 줄여 HPA에서의 전송신호 왜곡을 줄이는 것은 중요한 연구 관심사가 되어왔다.

OFDM 신호의 PAPR을 감소시키기 위한 여러 가지 방법들이 제안되어 왔다. 그 중의 하나가 클리핑 방법인데, 이는 미리 정해놓은 최대치를 기준으로 최대치보다 큰 OFDM 신호를 잘라내는 방법이다. 클리핑 방법은 비선형적이기 때문에, 신호의 왜곡을 발생시킨다^{[7],[8]}. 이렇듯 PAPR을 주어진 최대치 이하로 제한하는 방법을 결정적 방법이라 분류하고, 이의 다른 예로 톤 예약방법 (tone reservation; TR)을 들 수 있다. 이러한 결정적 방법과는 다른 접근 방법으로 확률적 방법이 있다. 확률적 방법은 통계적으로 OFDM 신호가 갖는 PAPR의 분포 특성을 개선하는 방법으로 선택사상기법 (selected mapping; SLM)^{[9]-[11]}과 부분 전송 수열 (partial transmit sequence; PTS)^{[12]-[13]}과 같은 방법을 들 수 있다. 이러한 기법들은 동일한 정보를 갖는 여러 개의 신호들을 생성하여 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 선택하여 전송하는 방법으로 SLM은 전송하고자 하는 몇 개의 후보군, 즉 원 신호에 위상 시퀀스를 곱하고 역 푸리에변환 (inverse fast Fourier transform; IFFT)을 해 준 신호들 중 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 전송하는 방법이고, PTS는 위상 시퀀스와 신호벡터를 그룹별로 곱하여 위상을 회전시키는 방법으로 후보군을 생성시켜 그 중 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 선택하여 전송하는 방법이다. 확률적 방법은 결

정적 방법에 비해 신호의 왜곡이 없는 장점을 가진다. 본 논문에서는 기존 SLM 방법의 전송 후보군 생성 방법과는 다른, 원 이진 데이터에 위상 시퀀스로 m -시퀀스를 곱하여 전송 후보군들을 생성하는 비트(bit) SLM을 제안한다. m -시퀀스의 특성상 생성된 m -시퀀스를 원순환 시키면 상관관계가 매우 적은 새로운 신호가 생성되므로^[14] 이 시퀀스들을 위상 시퀀스로 이용해서 전송 후보군들을 생성한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 OFDM 시스템과 기존의 SLM 시스템 모델에 대해서 설명한다. III장에서는 비트 SLM 방법을 제안하였고, IV장에서는 기존 SLM 방법과 제안된 방법을 사용한 경우의 모의실험 결과가 비교되었다. 마지막으로 V장에서는 논문의 결론을 맺었다.

II. OFDM 시스템 및 SLM 시스템 모델

$N=2^n$ 의 부반송파를 갖는 OFDM 신호의 주파수 영역에서 k 번째 부반송파에 실린 복소 데이터를 A_k 라고 정의할 때 입력 심볼 시퀀스는 $A=[A_0 A_1 \dots A_{N-1}]$ 과 같이 표현된다. OFDM 신호는 $1/NT$ 의 주파수 만큼 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 $a=[a_0 a_1 \dots a_{N-1}]$ 로 표현된다. A 의 IFFT된 신호인 a 는 다음과 같이 표현된다.

$$a_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi \frac{n}{NT} k}, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

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

$$\text{PAPR}(a) = \frac{\max_{0 \leq x \leq 1} |a_x|^2}{E[|a_x|^2]} \quad (3)$$

상보 누적 분포 함수 (complementary cumulative

distribution function; CCDF)는 PAPR 감소기법의 성능을 측정하는 방법으로 가장 많이 사용되고 있다. $\{A_k\}, 0 \leq k \leq N-1$ 가 독립적이고 동일한 분포를 가질 때 A_k 의 실수부와 허수부는 독립적이고, 이때의 PAPR에 대한 CCDF 식은 다음과 같다^{[10],[11]}.

$$\Pr(\text{PAPR}\{a_k\} > \gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (4)$$

보통 OFDM 신호는 디지털 회로에서 이산신호로 처리되지만, 실제 고전력 증폭기로 입력되는 신호는 연속신호이다. 이산신호로부터 Digital to Analog Converter (DAC)를 통과해서 생성된 연속신호는 이산신호보다 더 큰 최대치 신호를 갖게 되므로, 실제 PAPR에 근접시키기 위해 계수 L 로 과표본한 신호를 사용해야 한다. 따라서 실제 PAPR에 근접시키기 위해 계수 L 로 과표본한 신호를 사용해야 한다. 논문 [7]에서 실제 PAPR에 근접하는 과표본 계수가 $L=4$ 임을 확인할 수 있다.

SLM은 OFDM 시스템에서 PAPR을 줄이기 위해 잘 알려진 방법의 하나로 신호의 왜곡이 없는 장점을 가진다. SLM은 입력 심볼 시퀀스 A 와 U 개의 위상 시퀀스 $P = [P_{u,0} P_{u,1} \dots P_{u,N-1}]$, $1 \leq u \leq U$ 를 동일한 위치의 캐리어에 곱하여 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 A_u 를 생성한다.

$$\begin{aligned} A_u &= [A_{u,0} A_{u,1} \dots A_{u,N-1}] \\ &= A \otimes P_u \\ &= [A_0 P_{u,0} A_1 P_{u,1} \dots A_{N-1} P_{u,N-1}] \end{aligned} \quad (5)$$

수식 (5)에서 \otimes 는 각 벡터의 동일한 위치에 있는 요소들의 곱을 의미한다. 위상 시퀀스 P_u 는 $\phi_{u,n}$ 이 0 과 2π 사이의 값을 갖고 ($\phi_{u,n} \in [0, 2\pi)$), u 가 $1 \leq u \leq U$ 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 $P_{u,n}$ 은 $\{\pm 1\}$, $\{\pm 1, \pm j\}$ 의 집합의 원소를 갖는다.

N 이 매우 크다 가정하면, 확률적으로 독립이고 동일한 정보를 갖고 있는 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 A_1, A_2, \dots, A_U 를 생성할 수 있고, 이에 대하여 각각 IFFT를 취하여 OFDM 신호 시퀀스를 생성한다.

$$a_u = \text{IFFT}(A_u) = \text{IFFT}(A \otimes P_u) \quad (6)$$

수식 (6)과 같은 U 개의 동일한 정보를 갖고 있

는 신호 중 PAPR이 가장 작은 OFDM 신호 시퀀스 A_u 를 생성시켜 전송한다. 모든 A_u 들이 확률적으로 독립이면 U 에 따른 PAPR에 대한 CCDF 식은 다음과 같다^[10].

$$\Pr(\text{PAPR}\{a_{u,n}\} > \gamma) = (1 - (1 - e^{-\gamma})^N)^U \quad (7)$$

(7)식에 의해 U 가 증가함에 따라 OFDM 신호 시퀀스의 PAPR 감소량은 증가하게 되지만, U 번의 IFFT가 필요하기 때문에 계산 복잡도가 증가하게 된다.

하지만, N 이 작을 경우에는 A_u 가 입력 심볼 시퀀스 A 와 상호 종속관계가 있기 때문에 SLM의 CCDF는 (7)식과 정확히 일치하지 않는다^[15].

III. 비트 SLM 기법

본 논문에서 제안하는 비트 SLM 방법은 신호의 비트 표현에 특정 시퀀스를 곱하여 발생시킨 U 개의 독립적인 수열 중 가장 작은 PAPR을 가지는 신호를 선택해서 전송하는 방법으로 그림 1과 같다. 원 신호에 곱하는 시퀀스는 최적의 자기상관 특성을 가지고, 기존의 SLM 방법에서 좋은 성능을 보이는 m -시퀀스를 사용한다^[14].

곱하는 위상 시퀀스인 m -시퀀스의 길이는 원 신호의 비트 표현의 길이와 동일한 것으로 선택한다. 즉 M-QAM 신호에 곱하는 m -시퀀스의 길이는 $N(\log_2 M)$ 이다. 예를 들어 변조 방법이 16-QAM 이고, $N=64$ 인 OFDM 시스템일 경우 위상시퀀스의 길이가 256인 m -시퀀스를 사용한다. 이는 길이가 원 신호에 비해서 짧은 m -시퀀스를 연결하여 사용한 경우 또는 원 신호보다 긴 m -시퀀스를 잘라 사용해서 생성된 신호가 신호와 길이가 같은 m -시퀀스를 이용해서 생성된 신호에 비해 신호간의 상관

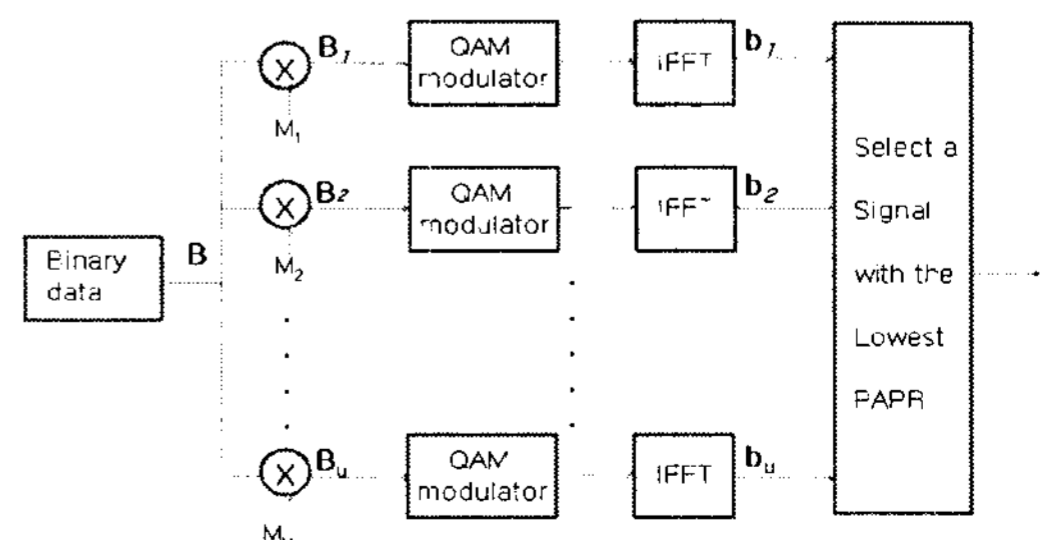


그림 1. Bitwise SLM의 블록도

관계가 커져 성능이 저하되기 때문이다.

비트 SLM은 입력 심볼 시퀀스 B 와 m -시퀀스를 U 번 원순환 시킨 U 개의 시퀀스 $M_u = [M_{u,0} M_{u,1} \dots M_{u,N(\log_2 M)}]$, $1 \leq u \leq U$ 를 데이터 비트의 동일한 위치에 곱하여 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 B_u 를 생성한다.

$$\begin{aligned} B_u &= [B_{u,0} B_{u,1} \dots B_{u,N(\log_2 M)}] \\ &= B \otimes M_u \\ &= [B_0 M_{u,0} B_1 M_{u,1} \dots B_{N(\log_2 M)} M_{u,N(\log_2 M)}] \end{aligned} \quad (8)$$

수식 (8)에서 \otimes 는 각 비트의 동일한 위치에 있는 요소들의 곱을 의미하고, 이 때 M_u 는 순열의 값이 $\{\pm 1\}$, $1 \leq u \leq U$ 인 m -시퀀스 벡터이다. m -시퀀스는 특성상 자기 상관관계가 0에 가깝고, 매우 무작위적인 신호이므로, B 와 m -시퀀스가 곱해진 B_u 는 상호 독립이다. 시퀀스들 간의 상호 독립성은 U 개의 무작위적이고 상호 독립적인 OFDM 입력 심볼 시퀀스를 강제로 발생시킨 후 이를 IFFT 하고, 이 신호 중 PAPR이 가장 작은 OFDM 신호 시퀀스를 전송하는 모델을 적용한 모의실험 결과와 비트 SLM의 성능이 일치하면 확인될 수 있을 것이다.

m -시퀀스와의 단순한 이진 계산을 거쳐 생성된 확률적으로 독립이고 동일한 정보를 갖고 있는 U 개의 서로 다른 입력 심볼 시퀀스 B_1, B_2, \dots, B_U 에 대하여 각각 IFFT를 취하여 OFDM 신호 시퀀스를 생성한다.

$$b_u = \text{IFFT}(B_u) = \text{IFFT}(B \otimes M_u) \quad (9)$$

U 개의 동일한 정보를 갖고 있는 신호 중 PAPR이 가장 작은 OFDM 신호 시퀀스 B_u 를 생성시켜 전송한다. 이 때, B_1, B_2, \dots, B_U 는 상호 독립적 이므로, N 의 길이와 무관하게 (7)식의 적용이 가능하다.

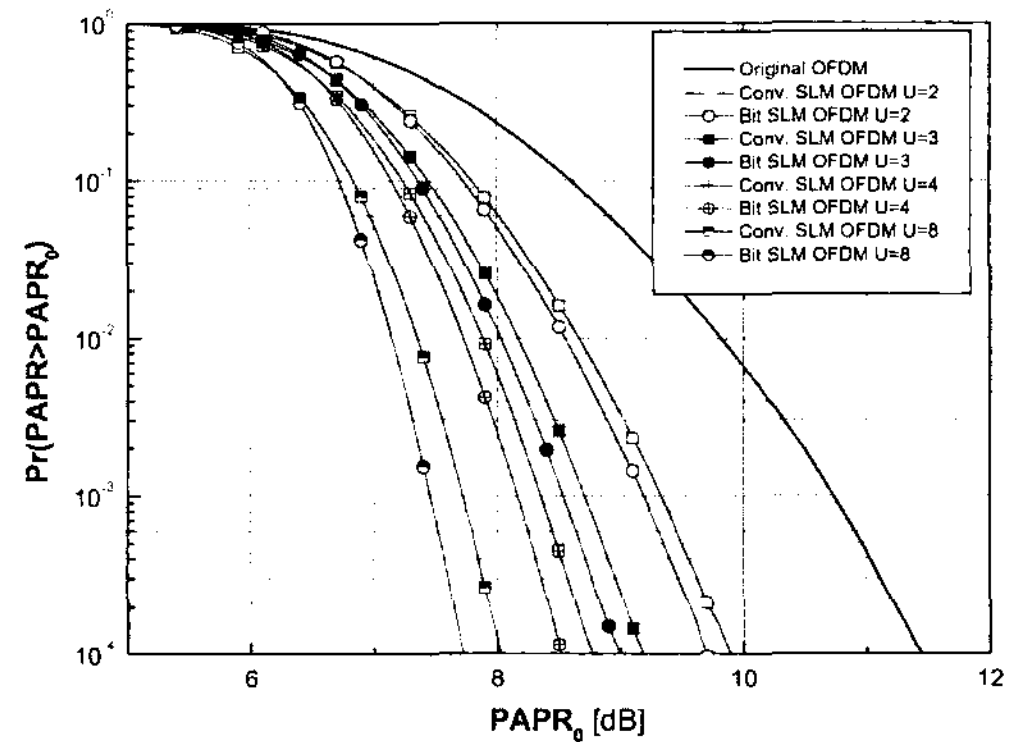
본 논문에서 새로 제안한 방법의 계산량은 기존의 SLM의 계산량과 동일하다. 하지만, OFDM 신호 시퀀스를 생성할 때, 기존의 SLM 방법이 원 신호의 위상 회전을 통해서 새로운 신호 시퀀스들을 생성하기 때문에, N 이 작을수록 신호 시퀀스들간의 관계성이 커져 U 에 따른 PAPR에 대한 CCDF 식 (7)에 비해 성능이 저하되는 반면, 본 논문에서 제안한 비트 SLM 방법은 M-QAM 신호의 비트 표현 자체에 m -시퀀스를 곱해 상호 독립적인 신호 시퀀스를 생성하기 때문에, N 의 길이와 무관하게 (7)식과 일치하는 성능을 보여준다.

기존의 SLM과 같이 본 논문에서 제안한 방법은

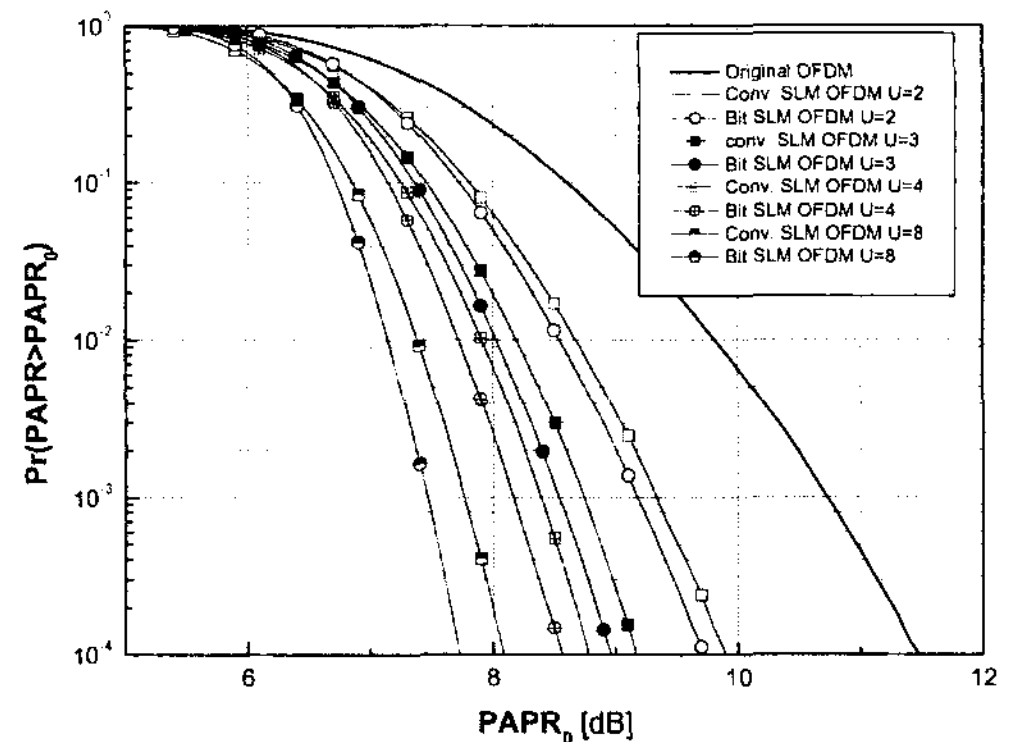
사용된 신호의 정보를 알려주기 위해 전송하는 부가 정보를 이용해서 수신측에서 복원된다.

IV. 모의 실험 결과

기존의 SLM방법과 본 논문에서 제안한 비트 SLM방법의 PAPR 감소 성능을 모의실험을 통하여 비교해 보았다. 모의실험에 사용된 OFDM 시스템의 부 반송파 갯수 $N=64, 128$, 변조방법은 16-QAM, 64-QAM이며 과표본 계수는 $L=4$ 를 적용하였다. $U=2, 3, 4, 8$ 를 적용한 기존 SLM 방법과, 동일한 수의 U 를 적용한 비트 SLM의 PAPR의 CCDF가 모의실험을 통해 표현되었다. SLM 방법에 사용한 위상 시퀀스로는 원 신호와 길이가 같은 m -시퀀스를 사용하였고, 비트 SLM 방법에 사용한 시퀀스로는 길이가 $N(\log_2 M)$ 인 m -시퀀스를 사용하였다. 10^6 개의 입력 심볼 시퀀스를 생성하였을 때의 모의실험 결과가 그림 2, 3에 보여진다. 그림 2는 부 반송파 개수가 $N=64$ 일 때, 그림 3은 $N=128$ 일

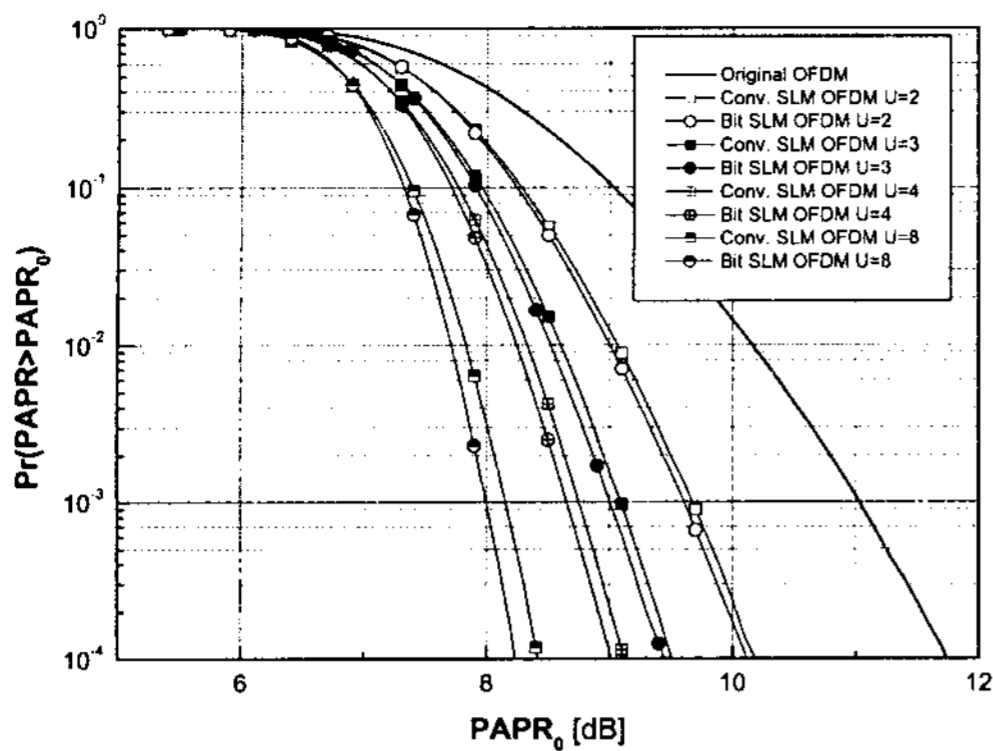


(a) 16-QAM

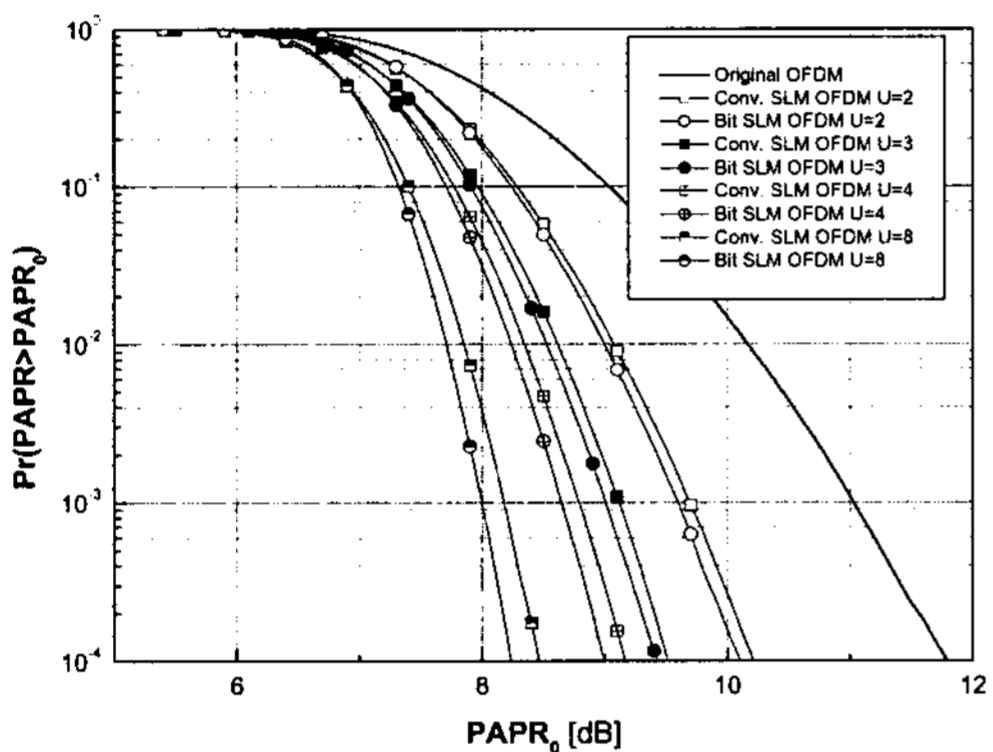


(b) 64-QAM

그림 2. $N=64$ 일 때의 OFDM 신호의 CCDF.



(a) 16-QAM



(b) 64-QAM

그림 3. $N=128$ 일 때의 OFDM 신호의 CCDF.

때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 위와 동일한 조건으로 실시한 M-PSK 변조방법에 대한 모의실험은 기존의 SLM과 동일한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. M-PSK 변조방법은 M-QAM 변조방법과는 달리 위상 회전을 통해 신호가 배열되기 때문에 비트단에 m -시퀀스를 곱해도 기존의 SLM과 같은 효과만을 얻을 수 있기 때문이다.

그림 4에서는 시퀀스들 간의 상호 독립성을 확인하기 위해 III장에서 제안한 모델의 모의실험 결과와 비트 SLM의 성능이 일치함을 확인할 수 있다.

표 1에 $\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) = 10^{-4}$ 에서 변조방법, N 과 U 에 따른 기존의 SLM 방법과 제안된 bitwise SLM 방법의 성능차이가 정리되었다. 모의실험 결과를 통해 16-QAM, 64-QAM, $U=2, 3, 4, 8$ 인 경우 모두 비트 SLM이 기존의 SLM에 비해 더 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 특히 부 반송파의 개수 N 이 작을 때, U 가 클 때 더 우수한 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

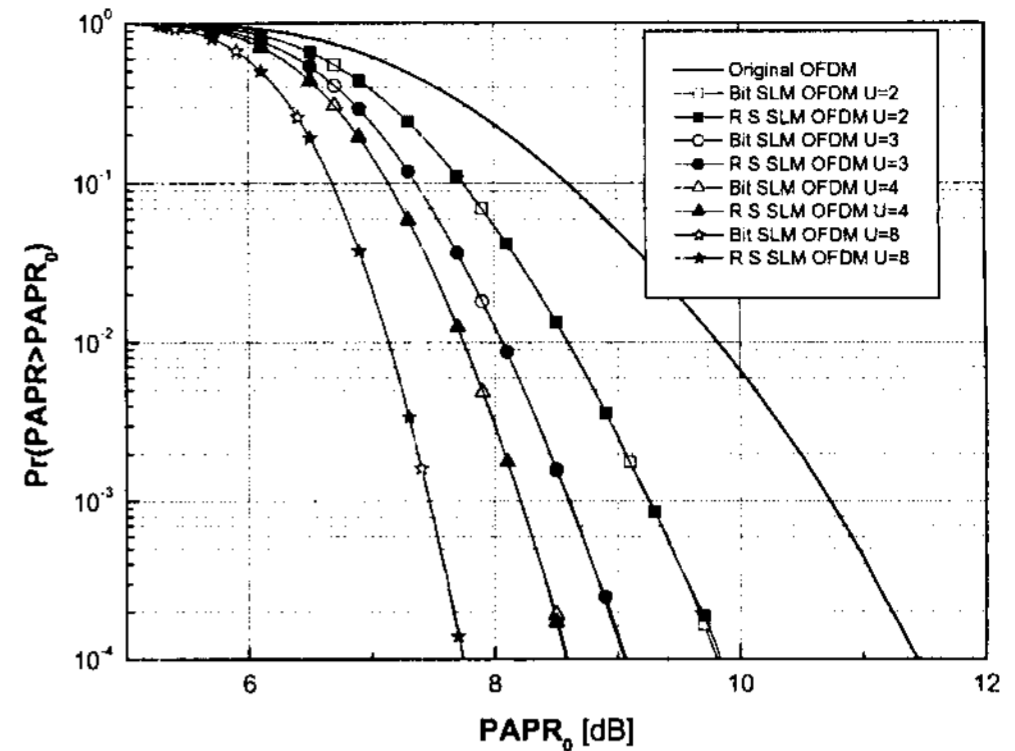


그림 4. $N=64$, 16-QAM 일 때, 비트 SLM과 III장에서 제안한 모델의 OFDM 신호의 CCDF.

표 1. $\Pr(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) = 10^{-4}$ 에서의 기존 SLM과 비트 SLM의 성능차이(단위 : dB)

변조방법		U			
		2	3	4	8
16-QAM	$N=64$	0.15	0.2	0.25	0.3
	$N=128$	0.05	0.1	0.15	0.2
64-QAM	$N=64$	0.15	0.2	0.25	0.35
	$N=128$	0.1	0.1	0.15	0.25

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 PAPR을 줄이기 위한 새로운 비트 SLM 방법을 제안하였다. 이는 M-QAM 신호의 비트 표현에 m -시퀀스를 곱하여 발생시킨 U 개의 독립적인 수열 중 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 선택해서 전송하는 방법이다. 컴퓨터 모의실험은 기존의 SLM방법에 비해 제안된 방법이 PAPR 감소 측면에서 더 우수한 성능을 보여준다. 제안된 방법은 부반송파의 개수가 적은 OFDM 시스템에 더 효율적으로 적용 될 수 있다. 또한 더 많은 랜덤 벡터 발생 및 IFFT 블록을 사용하면 더 큰 PAPR 감소 효과를 얻을 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. van Nee and R. Prasad. OFDM for Wireless Multimedia communications. Boston, MA:Artech House, 2000.
- [2] "Radio broadcasting system: Digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers," ETSI, ETS 300 401, 1.3.2 ed., 2000.
- [3] "Digital video broadcasting(DVB):Framing structure, channel coding and modulation for

- digital terrestrial television,” ETSI, EN 300 744, 1.3.1 ed., 2000.
- [4] IEEE Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5Ghz Band, IEEE Std. 802. 11a-1999, Sep. 1999.
- [5] R. O’neal and L. N. Lopes, “Envelope variation and spectral splatter in clipped multicarrier signals,” in Proc. 1995 IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC ’95), Sep. 1995, pp 71-75.
- [6] J. Tellado, Multicarrier Modulation with Low PAR: Applications to DSL and Wireless. Norwell, MA:Kluwer, 2000.
- [7] D. Wulich and L. Goldfeld, “Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding,” IEEE Trans. Commun, Vol.47, No.1. pp.18-21, Jan. 1999.
- [8] D. J. G. Mestdagh, P. Spruyt, and B. Biran, “Analysis of clipping effect in DMT-based ADSL system,” in Proc. 1994 IEEE ICC ’94, Vol.1, May 1994, pp.293-300.
- [9] M. Breiling, S. H Muller, and J. B Huber, “SLM peak-power reduction without explicit side information,” IEEE Commun. Lett., Vol.5, pp.239-241, Jun 2001.
- [10] S. Muller, R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, “OFDM with reduced peak to-average power ratio by multiple signal representation,” Ann. Telecommun., Vol.52, pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [11] 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.
- [12] S. H. Muller and J. B. Huber, “A novel peak power reduction scheme for OFDM,” in Proc. 1997 IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC ’97), Vol.3. Helsinki, Finland, Sep. 1997, pp.1090-1094.
- [13] S. H. Muller and J. B. Huber, “OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences,” Electron. Lett., Vol.33, pp.368-369, Feb. 1997.
- [14] 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 Transactions on Signal Processing, Vol.54, No.5, pp.1931-1935, May 2006.
- [15] G. Tong Zhou, and Liang Peng, “Optimality condition for selected mapping in OFDM,” IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.54, No.8, pp.3159-3165, Aug. 2006.
- 김 규 홍 (Kyu-Hong Kim)** 정회원
2001년 2월 공군사관학교 전자공학과 공학사
2008년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석사
2008년 3월~현재 대한민국 공군 근무
<관심분야> 통신 시스템, OFDM
- 노 형 석 (Hyung-Suk Noh)** 정회원
2005년 2월 고려대학교 전기전자전파공학부 학사
2008년 2월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 석사
2008년 3월~현재 SK 텔레콤(주) 근무
<관심분야> OFDM, WLAN, 시공간 부호, MIMO
- 허 석 중 (Seok-Joong Heo)** 정회원
2003년 2월 연세대학교 기계전자공학부 학사
2005년 2월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 석사
2005년 3월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사과정
- 노 종 선 (Jong-Seon No)** 종신회원
1981년 2월 서울대학교 전자공학 공학사
1984년 2월 서울대학교 전자공학 석사
1988년 USC, 전기공학과 공학 박사
1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과 부교수
1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수
<관심분야> 시퀀스, 시공간부호, LDPC, 암호학
- 신 동 준 (Dong-Joon Shin)** 종신회원
1990년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1991년 12월 Northwestern University, 전기공학과 공학 석사
1998년 12월 전기공학과 공학 박사
1999년 4월~2000년 8월 Hughes Network Systems, MTS
2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 부교수
<관심분야> 디지털 통신, 이산 수학, 시퀀스, 오류정정 부호, 암호학