

OFDM 시스템에서 PAPR 감소를 위한 피크 신호 관찰 기반의 적응적 SLM 기법

준회원 양 석 철*, 정회원 신 요 안*

An Adaptive SLM Scheme Based on Peak Observation for PAPR Reduction in OFDM Systems

Suckchel Yang* *Associate Member,*

Yoan Shin* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 전송 신호의 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 효과적으로 감소시키기 위한 피크 신호 관찰 기반의 적응적 SLM (Adaptive SeLective Mapping; ASLM) 기법을 제안한다. 제안 기법은 기존 SLM 방법에서의 복잡도 문제를 개선하기 위해, 매 OFDM 심벌마다 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 결과에 대한 피크 신호 조정, 피크 조정된 신호의 FFT 결과와 원래 OFDM 심벌간의 부반송파별 전력차 비교를 통한 직교 부호 선택, 선택된 직교 부호만을 이용한 전형적인 SLM 과정의 3단계로 구성된다. 모의실험 결과, 제안된 ASLM 기법은 우수한 PAPR 감소 성능을 유지하면서도 기존 SLM 방법에 비해 훨씬 적은 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수를 요구함을 확인하였다.

Key Words : OFDM, PAPR, SLM, Peak Scaling, Sequence Selection, Phase Sequence

ABSTRACT

In this paper, we propose ASLM (Adaptive SeLective Mapping; ASLM) scheme based on peak observation for PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) reduction of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals. The proposed scheme is composed of three steps: peak scaling, sequence selection, and SLM procedures. In the first step, the peak signal samples in the IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) outputs of the original input sequence are scaled down. In the second step, the sub-carrier positions where the power difference between the original input sequence and the FFT output of the scaled signal is large, are identified. Then, the phase sequences having the maximum number of phase-reversed sequence words only for these positions are selected. Finally, the generic SLM procedure is performed by using only the selected phase sequences for the original input sequence. Simulation results show that the proposed scheme significantly reduces the complexity in terms of IFFT and PAPR calculation than the conventional SLM, while maintaining the PAPR reduction performance.

* 본 연구는 숭실대학교 교내연구비 지원으로 이루어졌음.

* 숭실대학교 정보통신전자공학부 (ysc0809@amcs.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-08-349, 접수일자 : 2007년 8월 4일, 최종논문접수일자 : 2007년 11월 19일

I. 서론

최근 들어 무선랜, 휴대인터넷, 차세대 이동통신 등의 고속 멀티미디어 무선 네트워크 및 디지털 라디오와 TV 방송의 무선 전송 방식으로서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템이 큰 관심을 받고 있다^{1,2)}. OFDM 시스템은 다수의 직교 부반송파 (Sub-Carrier)를 이용해서 변조 신호들을 전송하는 방식으로서, 전체 전송 대역을 다수의 협대역 직교 부채널 (Sub-Channel)로 분할하여 데이터를 전송하게 된다. 이러한 OFDM 시스템은 인접 부반송파 간에 직교성을 유지함으로써 부채널들을 중첩하여 배치할 수 있으므로 높은 대역폭 효율을 가지며, 단일 반송파를 사용하는 시스템에 비해 다중경로 채널 페이딩에 강한 특성을 가진다. 또한 송신단에서 각각 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 및 FFT 알고리즘을 사용하여 보다 간단하게 시스템을 구현할 수 있으며, 각 OFDM 심벌의 전송시 발생하는 심각한 인접 심벌 간 간섭을 Cyclic Prefix를 사용하여 간단하게 보상할 수 있다.

한편, OFDM을 포함한 대부분의 무선통신 시스템은 송신단에서 충분한 송신 전력을 얻기 위하여 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)를 사용하게 된다. 일반적으로 HPA로부터 최대 출력 전력을 얻기 위해서는 포화 영역 근처에 동작점을 설정하여야 하며, 이로 인하여 비선형 왜곡이 발생하여 시스템의 성능을 크게 악화시킨다. 이러한 HPA의 비선형 특성은 전송 신호의 진폭 변화에 매우 민감하기 때문에, 다수의 부반송파로 변조된 신호를 결합하여 전송하는 OFDM 시스템에서는 전송 신호의 진폭이 매우 크게 변하며 결국 전송 신호의 최대전력대평균전력비, 즉 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 단일 반송파 시스템에 비해 매우 크게 되는 단점을 갖게 된다^{1,2)}.

이러한 OFDM 신호의 PAPR을 감소하기 위한 다양한 기법들³⁻⁷⁾ 중에서, SLM (SeLective Mapping) 방법⁵⁾은 다수 직교 부호를 이용하여 동일한 주파수 영역 OFDM 심벌에 위상 변화를 주어 IFFT를 취함으로써 서로 다른 시간 영역 시퀀스들을 생성하고, 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 시퀀스를 선택하여 전송하는 방법이다. 이 방법은 상대적으로 구조가 간단하고 병렬 처리가 가능하다는 장점을 가지는 반면, 사용되는 직교 부호의 가지수에 비례하여 많은 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟

수를 요구하게 되어 결국 시스템 복잡도를 증대시키게 된다.

본 논문에서는 이러한 기존 SLM 방법의 단점을 보완하기 위해 피크 신호 관찰 과정을 이용하는 저 복잡도의 적응적 SLM (Adaptive SLM; ASLM) 기법을 제안한다. 제안된 ASLM 기법은 주파수 영역 OFDM 심벌의 IFFT 출력 신호에 대한 PAPR 계산 결과를 기반으로, (i) 피크들에 대해서만 평균 전력이 되도록 신호 크기를 조정하는 피크 신호 조정, (ii) 피크 조정된 신호의 FFT 결과와 원래 OFDM 심벌간의 부반송파별 전력차를 비교하여 그 값이 큰 부반송파 위치들에 대해 위상 반전된 부호어의 합이 가장 큰 직교 부호들을 추출하는 직교 부호 선택, (iii) 원래 OFDM 심벌과 선택된 직교 부호만을 이용한 전형적인 SLM 과정의 3단계로 구성되며, 이는 매 OFDM 심벌에 대해 적응적으로 적용된다. 이를 위한 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 OFDM 전송 신호 및 PAPR에 대해 정의하고, III장에서는 OFDM 신호의 PAPR 감소를 위한 기존의 SLM 방법 및 제안된 피크 신호 관찰 기반의 ASLM 기법에 대해 설명한다. IV장에는 다양한 파라미터에 따른 모의실험을 통해 제안된 ASLM 기법과 기존 SLM 방법의 OFDM PAPR 감소 성능 및 복잡도를 비교하며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 전송 신호의 PAPR

OFDM 시스템에서는 전체 전송 대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 데이터 변조된 심벌들을 다수의 직교 부반송파를 이용하여 전송한다. 이러한 OFDM 시스템의 송신단에서는 먼저 입력 데이터 비트들이 L 비트 단위로 묶여 심벌 간격이 T_s (sec)인 N 개 변조 심벌 X_ℓ ($\ell = 0, \dots, N-1$)로 변환된다. 여기서 M 진 변조 방식을 고려할 경우 $L \equiv N \log_2 M$ 이다. 이러한 N 개 변조 심벌들은 주파수 간격이 $\Delta f \equiv 1/NT_s$ (Hz)인 N 개 직교 부반송파에 의해 변조된 후, 직병렬 변환기를 통해 직렬 신호로 변환되어 HPA의 입력이 된다. 따라서, N 개 변조 심벌 길이인 NT_s (sec)동안 OFDM 변조된 기저대역 신호 $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{N-1} X_\ell e^{j2\pi f_\ell t / NT_s}, \quad (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

위 식에서 X_ℓ 은 ℓ 번째 변조 심벌이며, f_ℓ 은 X_ℓ 을 전송하기 위한 ℓ 번째 부반송파 주파수 성분으로서 $f_\ell \equiv \ell \Delta f = \ell / NT_s$ (Hz)이다. 한편, $x(t)$ 를 변조 심벌 간격인 T_s 단위로 $t = nT_s$ ($n = 0, \dots, N-1$) 마다 표본화한 이산시간 시스템에서 기저대역 전송 신호는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$x_n \equiv x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{N-1} X_\ell e^{j2\pi \ell n/N} \quad (2)$$

여기서 식 (2)는 N 개 변조 심벌 X_ℓ 에 대한 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 과정과 동일함을 알 수 있고, 따라서 이는 N -point IFFT를 이용하여 디지털 방식을 통해 효과적으로 구현될 수 있다. 또한 OFDM 시스템의 수신단에서는 송신단의 이러한 과정에 대한 역과정을 수행하게 되며, 특히 부반송파 복조는 N -point FFT로 수행된다.

한편, 변조 심벌 X_ℓ 이 통계적으로 서로 독립일 경우 전송 신호 $x(t)$ 의 진폭은 N 이 커질수록 (복소) 가우시안 분포를 만족하게 되어 매우 큰 값을 가질 수 있는 가능성이 존재하게 된다. 일반적으로 이러한 연속시간 OFDM 전송 신호에 대해 PAPR은 한 OFDM 심벌에서 전송 신호의 최대순시전력 (Maximum Instantaneous Power)과 평균전력 (Average Power)의 비율로서 다음과 같이 정의된다^{8,9)}.

$$\text{PAPR} \equiv \frac{\max_{0 \leq t < NT_s} |x(t)|^2}{\frac{1}{NT_s} \int_0^{NT_s} |x(t)|^2 dt} \quad (3)$$

대부분의 PAPR 감소 기법들은 일반적으로 위의 정의식에서 분자에 해당하는 값, 즉 최대순시전력을 감소시키는 방식으로 적용된다. 한편 식 (2)와 같은 이산시간 신호를 이용하여 PAPR을 계산하는 경우, 전송 신호 $x(t)$ 를 충분히 빠르게 표본화하지 않으면 원래의 연속시간 신호에서 실제 최대순시전력을 나타내는 부분, 즉 피크값들이 표본화된 신호 샘플에 포함되지 않게 되는 경우가 발생한다. 실제로 식 (2)에서는 이산시간 신호 x_n 을 생성하기 위해 변조 심벌 간격인 T_s (sec) 단위로 표본화를 수행하게 되므로 이러한 문제가 발생할 가능성이 크다. 따라서 가급적 정확한 피크값을 표본화하기 위해 연속시간 신호 $x(t)$ 를 T_s (sec)가 아닌 T_s/Q (sec) 단위로 Q 배 과표본화 (Oversampling)하게 되는데, 이렇게

과표본화된 시간 영역 신호 샘플들은 길이 N 의 원래 데이터 심벌 블록 뒷부분에 $(Q-1)N$ 개 0을 추가 삽입 (Zero-Padding)한 후 QN -point IDFT 연산을 적용하여 등가적으로 구할 수 있다⁸⁾. 대부분의 경우 $Q = 4$ 정도면 충분히 원래 연속시간 신호에서의 실제 피크값들을 표본화할 수 있다고 알려져 있으며¹⁰⁾, 본 논문에서도 이러한 4배의 과표본화 과정을 적용하였다.

III. 제안된 피크 신호 관찰 기반의 ASLM 기법

기존 SLM 방법⁵⁾을 적용한 OFDM 시스템의 PAPR 감소 방안은 그림 1과 같다. 전송되는 동일한 OFDM 심벌에 위상 변화를 주어 각각 다른 PAPR 특성을 갖도록 하기 위해, 먼저 Cyclic Hadamard 부호¹¹⁾와 같은 길이 N 인 C 개의 직교 부호 $\mathbf{r}^{(m)} = [r_0^{(m)}, \dots, r_{N-1}^{(m)}]$ ($m = 1, \dots, C$)을 길이 N 의 주파수 영역 OFDM 심벌 $\mathbf{X} = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ 와 곱하여 C 개의 서로 다른 신호 $\mathbf{X}^{(m)} \equiv \mathbf{X} \otimes \mathbf{r}^{(m)} = [X_0 r_0^{(m)}, \dots, X_{N-1} r_{N-1}^{(m)}]$ 을 만들고, 이들에 대해 OFDM 변조 후 가장 낮은 PAPR을 갖는 시간 영역 시퀀스인 $\mathbf{x}^{(\bar{m})}$ 을 선택하여 전송한다. 단 여기서 $\mathbf{x}^{(\bar{m})} = \text{IFFT}\{\mathbf{X}^{(\bar{m})}\}$ 이며, \bar{m} 은 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{m} = \underset{1 \leq m \leq C}{\text{argmin}} [\text{PAPR}(\mathbf{x}^{(m)})] \quad (4)$$

이러한 기존 SLM 방법은 구조가 단순하고 병렬 처리가 가능하다는 장점을 가지고 있는 반면, 사용되는 직교 부호의 가짓수에 비례하여 많은 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수를 요구하게 되어 결국 시스템 복잡도를 증대시키게 된다.

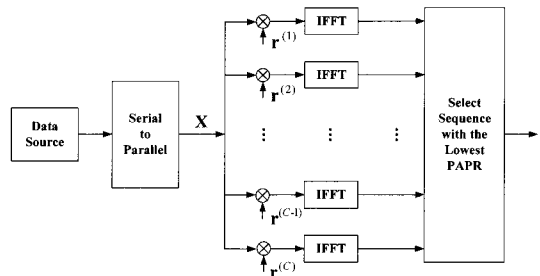


그림 1. 기존 SLM 방법을 적용한 OFDM 신호의 PAPR 감소 방안

본 논문에서는 이러한 기존 SLM 방법의 복잡도 문제를 개선하기 위해 피크 신호 관찰 과정을 이용하는 저복잡도의 ASLM 기법을 제안한다. 제안된 ASLM 기법은 매 OFDM 심벌에 대해 적응적으로 적용되며, (i) 주파수 영역 OFDM 심벌의 IFFT 결과에 대한 피크 신호 조정, (ii) 피크 조정된 신호의 FFT 결과와 원래 OFDM 심벌간의 부반송파별 전력차 비교를 통한 직교 부호 선택, (iii) 선택된 직교 부호만을 이용한 전형적인 SLM 과정의 3단계로 구성된다. 이들 각 세부 단계에 대한 구체적인 설명은 다음과 같다.

3.1 피크 신호 조정 단계

본 단계에서는 우선 주파수 영역 OFDM 심벌 \mathbf{X} 의 IFFT 출력 신호 $\mathbf{x} = \text{IFFT}\{\mathbf{X}\} = [x_0, \dots, x_{N-1}]$ 에 대해 PAPR을 계산하고 그 결과를 기반으로 피크 신호 조정 과정을 수행하게 된다. 여기서 PAPR 계산 결과는 최종 단계인 SLM 과정을 위해 저장되며, 만약 ± 1 로 구성된 직교 부호의 사용을 가정했을 경우 이는 부호어가 모두 $+1$ 인 직교 부호를 사용했을 때의 SLM 결과와 동일하다. 다음, 이러한 PAPR 계산을 통해 산출된 시간 영역 신호 \mathbf{x} 의 전체 평균전력과 \mathbf{x} 를 구성하는 신호 샘플 각각의 순시전력을 비교하여 평균전력을 초과하는 신호 샘플들, 즉 피크들에 대해서만 평균전력이 되도록 신호 크기를 낮추게 된다. 이렇게 피크 조정된 신호 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_0, \dots, \tilde{x}_{N-1}]$ 는 직교 부호 선택 단계를 위해 입력되며, 그림 2와 3은 이러한 피크 신호 조정 단계의 블록도와 예시를 도시하고 있다.

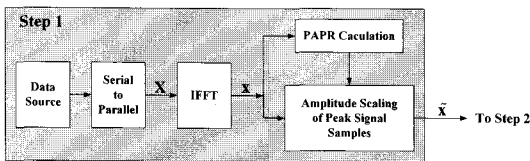


그림 2. 제안된 ASLM 기법을 위한 피크 신호 조정 단계

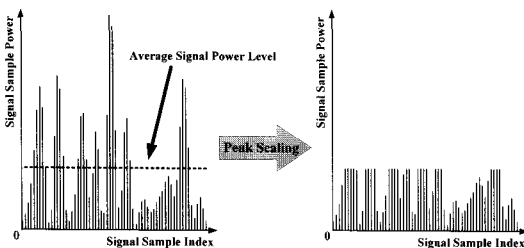


그림 3. OFDM 신호에 대한 피크 신호 조정의 예

3.2 직교 부호 선택 단계

본 단계에서는 앞서 피크 조정된 시간 영역 신호 $\tilde{\mathbf{x}}$ 에 대해 다시 FFT를 취하고 그 결과인 $\tilde{\mathbf{X}} = \text{FFT}\{\tilde{\mathbf{x}}\} = [\tilde{X}_0, \dots, \tilde{X}_{N-1}]$ 를 이용하여 직교 부호 선택 과정을 수행한다. 보다 구체적으로 설명하면, 먼저 피크 조정된 주파수 영역 OFDM 심벌인 $\tilde{\mathbf{X}}$ 와 원래 OFDM 심벌 \mathbf{X} 간의 전력차를 부반송파별로 비교하여, 그 값이 가장 큰 N_s 개 부반송파 위치 $P_k \in \{0, \dots, N-1\} (k=1, \dots, N_s)$ 를 추출한다. 여기서 추출된 부반송파 위치 $\{P_k\}_{k=1}^{N_s}$ 는 피크 신호 조정후 급격히 전력 변동이 심해진 위치이므로, 이는 시간 영역에서 피크 신호를 구성하는 기여도가 가장 큰 부반송파임을 의미한다고 볼 수 있다. 따라서 피크 신호의 전력을 낮추기 위해서는 이 부반송파들을 통해 전송되는 변조 심벌에 되도록 위상 변화를 주는 과정이 필요하다. 제안된 ASLM 기법에서는 이러한 피크 신호 관찰 과정을 기반으로 추출된 부반송파 위치 $\{P_k\}_{k=1}^{N_s}$ 에 대해서만 직교 부호들을 검사하여 위상 반전된 부호어의 합이 가장 큰 N_s 개의 직교 부호 $\mathbf{r}^{(s)} (s=1, \dots, N_s)$ 를 선택하게 되며, 만약 ± 1 로 구성된 직교 부호의 사용을 가정했을 경우 위상 반전된 부호어는 -1 로 고려된다. 특히 PAPR 특성이 OFDM 심벌마다 서로

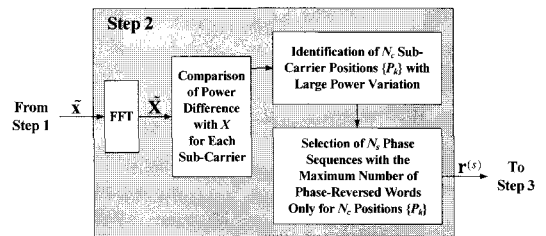


그림 4. 제안된 ASLM 기법을 위한 직교 부호 선택 단계

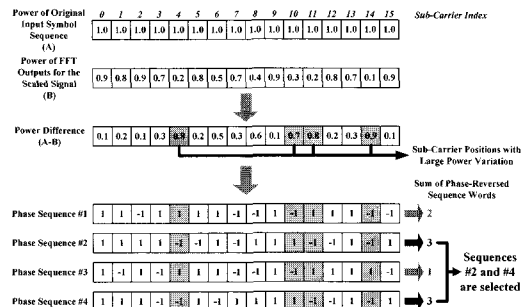


그림 5. SLM 과정을 위한 직교 부호 선택의 예

다르게 나타나기 때문에 선택된 직교 부호의 수 N_s 역시 매 OFDM 심벌마다 변하게 된다. 이렇게 선택된 직교 부호 $\mathbf{r}^{(s)}$ 는 최종 SLM 단계를 위해 입력되며, 그림 4는 제안된 ASLM 기법의 직교 부호 선택 단계를 위한 블록도를 도시하고 있다. 한편, 그림 5는 $N=16$, $N_c=4$ 인 경우 직교 부호 선택 과정의 예를 제시하고 있는데, 이 예에서는 결과적으로 $\{P_k\} = \{4, 10, 11, 14\}$ 가 되고 $N_s=2$ 가 됨을 알 수 있다.

3.3 SLM 적용 단계

마지막으로, 본 단계에서는 그림 6에서 보는 바와 같이 앞서 선택된 N_s 개의 직교 부호 $\mathbf{r}^{(s)}$ 만을 사용하여 원래의 OFDM 심벌 \mathbf{X} 에 대해 기존 SLM 방법을 그대로 적용하게 된다. 먼저, OFDM 심벌 \mathbf{X} 에 직교 부호 $\mathbf{r}^{(s)}$ 가 곱해진 주파수 영역 신호 $\mathbf{X}^{(s)} \equiv \mathbf{X} \otimes \mathbf{r}^{(s)}$ ($s=1, \dots, N_s$)에 대해 IFFT를 취하여 N_s 개의 서로 다른 시간 영역 시퀀스 $\mathbf{x}^{(s)} = \text{IFFT}\{\mathbf{X}^{(s)}\}$ 를 생성하고, 이들 각각에 대한 PAPR을 계산한다. 다음, 앞서 피크 신호 조정 단계에서 저장되었던 원래 OFDM 심벌 \mathbf{X} 의 IFFT 출력 신호 $\mathbf{x} \equiv \mathbf{x}^{(0)}$ 에 대한 PAPR 계산 결과까지 포함하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 시퀀스인 $\mathbf{x}^{(\bar{s})}$ 를 선택하여 전송하게 되며, 여기서 \bar{s} 은 다음과 같이 정의된다.

$$\bar{s} = \underset{0 \leq s \leq N_s}{\operatorname{argmin}} [\text{PAPR}(\mathbf{x}^{(s)})] \quad (5)$$

제안된 ASLM 기법에 요구되는 OFDM 심벌당 평균 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수 $N_{I,P}$ 는 피크 신호 조정 단계에서 한번 수행된 IFFT 연산 및 PAPR 계산 과정 (직교 부호 선택 단계에서 한번 수행된 FFT 연산은 제외)까지 포함하여 총 $\bar{N}_s + 1$ 번이며, 여기서 \bar{N}_s 는 모든 OFDM 심벌에 대한 N_s

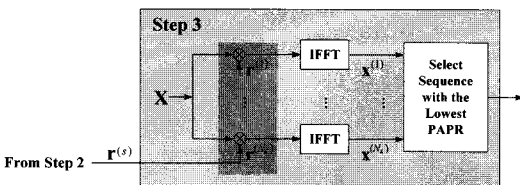


그림 6. 제안된 ASLM 기법을 위한 최종 SLM 적용 단계.

의 평균값을 나타낸다. 한편 기존 SLM 방법의 경우, $N_{I,P}$ 는 OFDM 심벌에 관계없이 항상 사용되는 직교 부호의 가지수 C 와 동일하다.

IV. 모의실험 결과

제안된 ASLM 기법과 기존 SLM 방법의 OFDM PAPR 감소 성능 및 복잡도 비교를 위해 모의실험을 수행하였다. 먼저 한 OFDM 심벌 내 부반송파 개수 N 및 데이터 변조 방식에 대한 조합은 (128, QPSK), (2048, 16-QAM)의 두가지 경우를 고려하였고, 앞서 기술한 바와 같이 정확한 실제 피크값의 표본화를 위해 $Q=4$ 배의 과표본화를 적용하였으며, 특히 SLM 과정을 위한 직교 부호로는 ± 1 로 구성된 실수 Cyclic Hadamard 부호^[11]를 사용하였다.

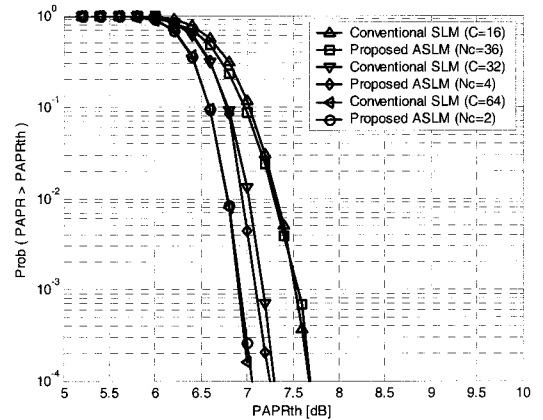


그림 7. 기존 SLM 방법과 제안된 ASLM 기법의 PAPR 감소 성능 비교 ($N=128$, QPSK)

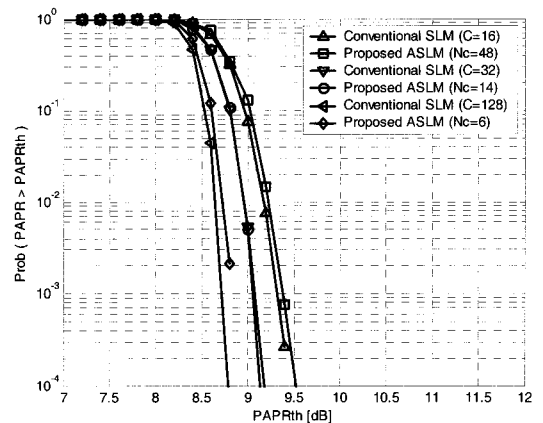


그림 8. 기존 SLM 방법과 제안된 ASLM 기법의 PAPR 감소 성능 비교 ($N=2048$, 16-QAM).

표 1. 기존 SLM 방법과 제안된 ASLM 기법의 복잡도 비교 (Prob(PAPR > PAPR_{th}) ≈ 10⁻³).

N (Modulation)	PAPR _{th} [dB]	Scheme	$N_{I,P}$
(128 QPSK)	6.9	Conventional SLM (C = 64)	64
		Proposed ASLM (N _c = 2)	32.2
	7.2	Conventional SLM (C = 32)	32
		Proposed ASLM (N _c = 4)	8.4
	7.5	Conventional SLM (C = 16)	16
		Proposed ASLM (N _c = 36)	2.7
(2048 16-QAM)	8.8	Conventional SLM (C = 128)	128
		Proposed ASLM (N _c = 6)	32.7
	9.1	Conventional SLM (C = 32)	32
		Proposed ASLM (N _c = 14)	4.5
	9.4	Conventional SLM (C = 16)	16
		Proposed ASLM (N _c = 48)	2.8

그림 7과 8은 (N, 변조 방식)이 각각 (128, QPSK), (2048, 16-QAM)인 경우, 기존 SLM 방법 및 제안 ASLM 기법의 OFDM PAPR 감소 성능을 다양한 C값 및 N_c값에 따라 비교하고 있다. 여기서는 특정 PAPR 임계값인 PAPR_{th}보다 큰 PAPR을 갖는 OFDM 심벌의 발생 확률, 즉 상보누적 분포함수 (Complementary Cumulative Distribution Function; CCDF)인 Prob(PAPR > PAPR_{th})로 성능을 평가하였다. 또한 표 1에서는 유사한 PAPR_{th}에서 Prob(PAPR > PAPR_{th}) ≈ 10⁻³의 PAPR 감소 성능을 얻게되는 제안된 ASLM과 기존 SLM의 결과쌍에 대한 OFDM 심벌당 평균 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수 N_{I,P}를 비교 제시하고 있다. 그림과 표에서 볼 수 있듯이, 거의 유사한 OFDM PAPR 감소 성능을 얻게될 경우 제안된 ASLM 기법이 기존 SLM 방법에 비해 약 2~8배 정도 감소된 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수를 요구함을 확인할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 전송 신호의 PAPR 감소를 위해 제시되었던 기존 SLM 방법의 단점을 보완하기 위해 피크 신호 관찰 과정을 이용하는 효과적인 저복잡도의 ASLM 기법을 제안하였다. 제안된 ASLM 기법은 주파수 영역 OFDM 심벌의 IFFT 출력 신호에 대한 PAPR 결과를 기반으로, 피크들에 대해서만 평균 전력이 되도록 신호 크기를 조정하는 피크 신호 조정, 피크 조정된 신호의 FFT 결과와 원래 OFDM 심벌간의 부반송파별 전력차를 비교하여 그 값이 큰 부반송파 위치들에 대해 위상이 반전된 부호어의 합이 가장 큰 직교 부호들을 추출하는 직교 부호 선택, 원래 OFDM 심벌과 선택된 직교 부호만을 이용한 전형적인 SLM 과정의 3단계로 구성된다. 모의실험 결과, 제안된 ASLM 기법은 기존 SLM 방법에 비해 약 2~8배 정도 감소된 IFFT 연산 및 PAPR 계산 횟수를 요구함에도 불구하고 기존 SLM 방법과 거의 유사한 우수한 OFDM PAPR 감소 성능을 유지함을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley & Sons, 2003.
- [2] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House Publishers, 2004.
- [3] 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.
- [4] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, "Minimisation of the peak-to-mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding," *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf. (VTC '95)*, Vol.2, pp.825-829, Chicago, USA, July 1995.
- [5] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *IEE Electr. Lett.*, Vol.32, No.22, pp.2056-2057, Oct. 1996.

- [6] L. Cimini, Jr. and N. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.4, No.3, pp.86-88, Mar. 2000.
- [7] 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 Electr. Lett.*, Vol.36, No.13, pp.1161-1163, June 2000.
- [8] S. Han and J. Lee, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal by PAPR reduction sub-carriers," *Proc. IEEE VTS Asia Pacific Wireless Commun. Symp. (APWCS 2004)*, pp.3-6, Seoul, Korea, Jan. 2004.
- [9] E. Lawley and C. J. Kikkert, "Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using peak reduction carriers," *Proc. Int'l Symp. Signal Proc. & its App. (ISSPA '99)*, pp.737-740, Brisbane, Australia, Aug. 1999.
- [10] C. Tellambura, "Computation of the continuous-time PAR of an OFDM signal with BPSK subcarriers," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.5, No.5, pp.185-187, May 2001.
- [11] D. Lim, J. No, C. Lim, and H. Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction," *IEEE Signal Proc. Lett.*, Vol.12, No.2, pp.93-96, Feb. 2005.

양 석 철 (Suckchel Yang)

준회원



2002년 2월 숭실대학교 정보통신
전자공학부 졸업(학사)

2004년 2월 숭실대학교 정보통신
전자공학부 졸업(석사)

2004년 3월~현재 숭실대학교 정
보통신전자공학부 박사과정

<관심분야> OFDM PAPR 감소

기법, OFDM 동기 알고리즘, UWB, MIMO-OFDM
시스템

신 요 안 (Yoan Shin)

정회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학
과 졸업(학사)

1989년 2월 서울대학교 전자공학
과 졸업(석사)

1992년 12월 University of Texas
at Austin 전기및컴퓨터공학과
졸업(박사)

1992년 12월~1994년 7월 오스틴 소재 MCC (Micro-
electronics & Computer Technology Corp.) 연구원
소시엄 Member of Technical Staff

1994년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 전
임 강사/조교수/부교수/교수

<관심분야> OFDM 모뎀, UWB, MIMO 시공간 신호
처리, Cognitive Radio