

OFDM 신호의 PAPR 감소를 위해 클리핑 잡음을 이용한 적응적 톤 삽입 기법

정회원 양 모 찬*, 종신회원 신 요 안*^o

An Adaptive Tone Injection Scheme using Clipping Noise for PAPR Reduction of OFDM Signals

Mochan Yang* *Regular Member*, Yoan Shin*^o *Lifelong Member*

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 신호의 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 효과적으로 감소시키기 위하여 클리핑 잡음 (Clipping Noise)을 이용한 적응적 톤 삽입 (Adaptive Tone Injection; ATI) 기법을 제안한다. 제안된 ATI 기법은 기존 TI 방법에서의 복잡도 문제를 개선하기 위해, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 출력 가운데 임계 진폭값 보다 큰 신호들을 클리핑 하는 과정, 클리핑된 신호에 대해 클리핑 잡음을 계산 후 주파수 영역 클리핑 잡음의 심별 중에서 가장 큰 전력이 할당된 톤을 추출하는 과정, 추출된 톤을 확장된 성상도로 맵핑 후에 부분적으로 IFFT 하는 과정의 총 3단계로 구성된다. 모의실험 결과, 제안된 ATI 기법은 맵핑이 가능한 최적의 톤을 클리핑 잡음을 이용하여 추출함으로써 기존 TI 방법에서와는 달리 본래 신호와 동일한 정보를 가지는 등가 신호의 가능한 모든 조합을 필요로 하지 않으며, OFDM PAPR 감소 성능 역시 최적의 TI 방법에 근접함을 보여준다.

Key Words : OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), PAPR(Peak-to-Average Power Ratio, Clipping), TI(Tone Injection), HPA(High Power Amplifier)

ABSTRACT

We propose an ATI (Adaptive Tone Injection) scheme based on clipping noise for PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) reduction of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals. The proposed scheme is composed of three steps: clipping, tone selection, and TI procedures. In the first step, the peak samples in the IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) outputs are scaled down by clipping. In the second step, the sub-carrier position where the power of the clipping noise is the maximum, is selected. Finally, the generic TI procedure is performed. Simulation results show that the proposed scheme does not require all the possible combinations for the original TI procedures, while maintaining the PAPR reduction performance.

I. 서 론

최근 들어 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 무선랜, 휴대인터넷,

넷, 차세대 이동통신 등의 고속 멀티미디어 무선 네트워크와 더불어 디지털 라디오, TV 방송에 이르기까지 폭넓은 분야에서 독보적인 무선 전송 방식으로 각광받고 있다. OFDM 시스템은 변조 신호들을

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2009-C1090-0902-0005).

* 숭실대학교 정보통신공학부 (ymc0124@amcs.ssu.ac.kr, yashin@ssu.ac.kr)^o : 교신저자

논문번호 : KICS2009-09-437, 접수일자 : 2009년 9월 29일, 최종논문접수일자 : 2009년 11월 10일

다수의 직교 부반송파를 이용하여 전송하는 방식으로서, 전체 전송 대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 데이터를 전송하게 된다. 이 때 인접 부반송파 간에 직교성을 유지함으로써 부채널들을 중첩하여 배치할 수 있으므로, 높은 대역폭 효율을 가지며 단일 반송파를 사용하는 시스템에 비해 주파수 선택적 페이딩에 강한 특성을 갖는다^{[1], [2]}.

OFDM을 포함한 대부분의 무선통신 시스템은 송신단에서 충분한 송신 전력을 얻기 위하여 고풍력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)를 사용하게 되는데, 이러한 HPA로부터 최대 출력 전력을 얻기 위해서 일반적으로 포화 영역 근처에 동작점을 설정하여야 하며 이로 인해 발생하는 비선형 왜곡은 시스템 성능을 크게 저하시키는 요인이 된다. 이러한 HPA의 비선형 특성은 전송 신호의 진폭 변화에 매우 민감하기 때문에, 다수의 부반송파로 변조된 신호를 결합하여 전송하는 OFDM 시스템의 경우 전송 신호 진폭이 매우 크게 변하게 되어 결국 전송 신호에 대한 최대전력대평균전력비, 즉 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 단일 반송파 시스템에 비해 매우 큰 단점을 갖게 된다^{[1], [2]}.

OFDM 신호의 PAPR을 감소시키기 위해 가장 간단한 클리핑 (Clipping) 기법을 비롯하여 Companding 기법, SLM (Selective Mapping), PTS (Partial Transmit Sequence), TR (Tone Reservation), ACE (Active Constellation Extension), 톤 삽입 (Tone Injection; TI) 등의 다양한 PAPR 감소 기법이 제시되었다^{[3]-[8]}. 특히 이 가운데 TI 기법^[7]은 본래 성상도 크기보다 더 큰 성상도 상으로 심벌을 확장 맵핑하는 것으로, 부반송파 (즉, 톤) 수가 많아질수록 맵핑이 가능한 조합의 수가 기하급수적으로 증가하게 되는 문제를 가지고 있다.

본 논문에서는 이러한 기존 TI 방법의 단점을 보완하기 위해 클리핑 잡음을 이용하는 저복잡도의 적응적 톤 삽입 (Adaptive TI; ATI) 기법을 제안한다. 제안된 ATI 기법은 주파수 영역 OFDM 심벌들에 대한 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 출력 가운데 임계 진폭값 보다 큰 신호들을 클리핑하는 과정, 클리핑된 신호에 대해서 클리핑 잡음을 계산 후 주파수 영역 클리핑 잡음의 심벌 중에서 가장 큰 전력이 할당된 톤을 추출하는 과정, 추출된 톤을 확장된 성상도로 맵핑 후에 부분적으로 IFFT 하는 과정의 총 3단계로 구성되며, 이는 매 OFDM 심벌에 대해 적용된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 OFDM

전송 신호 및 PAPR에 대해 정의하고, 3장에서는 OFDM 신호의 PAPR 감소를 위한 기존의 TI 방법 및 제안된 클리핑 잡음 기반의 ATI 기법에 대해 설명한다. 4장에는 다양한 파라미터에 따른 모의실험을 통해 제안된 ATI 기법과 기존 TI 방법의 OFDM PAPR 감소 성능 및 복잡도를 비교하며, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 전송 신호 및 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 PSK (Phase Shift Keying) 또는 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 부호기에 의해 L 비트 단위로 묶여 심벌 간격이 T_s (sec)인 N 개 변조 심벌 X_k ($k = 0, \dots, N-1$)로 변환된다. 여기서 M 진 변조 방식을 고려할 경우 $L \equiv N \log_2 M$ 이다. 이러한 N 개 심벌들은 주파수 간격이 $\Delta f \equiv 1/NT_s$ (Hz)인 N 개 직교 부반송파에 의해 변조된 후, 직렬 변환기를 통해 직렬 신호로 변환되어 HPA의 입력이 된다. 따라서, N 개 심벌 길이인 NT_s (sec)동안 OFDM 변조된 기저대역 신호 $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi f_k t}{NT_s}} \quad (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

위 식에서 f_k 는 X_k 를 전송하기 위한 k 번째 부반송파 주파수 성분으로서 $f_k \equiv k\Delta f = k/NT_s$ (Hz)이다. 한편, $x(t)$ 를 심벌 간격인 T_s 단위로 $t = nT_s$ ($n = 0, \dots, N-1$)마다 표본화한 이산 시간 시스템에서 기저대역 전송 신호는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$x_n \equiv x(nT_s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad (2)$$

여기서 식 (2)는 N 개 심벌 X_k 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, 심벌 X_k 가 통계적으로 서로 독립일 경우 전송 신호 $x(t)$ 의 진폭은 N 이 커질수록 (복조) 가우시안 분포를 만족하게 되어 매우 큰 값을 가질 수 있는 가능성이 존재하게 된다. 일반적으로 이러한 연속 시간 OFDM 전송 신호에 대해 PAPR은 한 OFDM 심벌에서 전송 신호의 최대 순시 전력 (Maximum Instantaneous Power)과 평균 전력 (Average Power)의 비율로서 다음과 같이 정의된다^{9), 10)}.

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

대부분의 PAPR 감소 기법들은 일반적으로 위의 정의식에서 분자에 해당하는 값, 즉 최대순시전력을 감소시키는 방식으로 적용된다. 한편 식 (2)와 같은 이산 시간 신호를 이용하여 PAPR을 계산하는 경우, 전송 신호 $x(t)$ 를 충분히 빠르게 표본화하지 않으면 원래의 연속 시간 신호에서 실제 최대 순시 전력을 나타내는 부분, 즉 피크값들이 표본화된 신호 샘플에 포함되지 않게 되는 경우가 발생한다. 실제로 식 (2)에서는 이산 시간 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 연속 시간 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 블록에 $(Q-1)N$ 개 0을 삽입 (Zero-Padding)한 후 QN -point IDFT 연산을 적용하여 등가적으로 구할 수 있다^{9), 11)}. 대부분의 경우 $Q=4$ 정도면 충분히 원래 연속 시간 신호에서의 실제 피크값들을 표본화할 수 있다고 알려져 있으며¹¹⁾, 본 논문에서도 이러한 4배의 과표본화 과정을 적용하였다.

III. 클리핑 잡음 기반의 제안된 ATI 기법

TI 기법은 복소 변조 심벌 X_k 에 복소 피크 감소 신호 C 를 삽입하여 대역폭의 손실 없이 PAPR을 감소시키는 기법이다⁷⁾. 식 (4)는 X_k 에 $C=a_k D$

$+jb_k D$ 를 삽입하여 IFFT 하는 과정을 나타내고 있다. 여기서 $D \equiv d\sqrt{M}$ 는 본래 성상도와 겹치지 않게 적절히 선택되어 고정된 값이며 송신단과 수신단이 알고 있다고 가정하며, M 은 변조 지수 그리고 d 는 신호 성상도 (Signal Constellation) 내 심벌 간 거리의 최소값을 나타낸다. 마지막으로 a_k 와 b_k 는 임의의 정수이고, Q 는 앞서 설명한 것처럼 과표본화 지수로서 본 논문에서는 $Q=4$ 를 적용하였다.

$$\begin{aligned} \overline{x_n} &\equiv x_n + c_n \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X_k + a_k D + jb_k D) e^{j2\pi kn/NQ} \quad (4) \end{aligned}$$

$(n=0, \dots, QN-1)$

그림 1에서는 본래 데이터 심벌 A 를 확장된 성상도의 위치로 맵핑하는 TI 과정의 예를 나타내고 있다. 여기서 A 는 확장된 성상도 상의 동일한 정보를 가지는 위치 $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7, A_8$ 로 맵핑될 수 있으며, 수신단에서는 Modulo- D 연산을 통하여 간단히 복호화 할 수 있다. 한편 맵핑된 톤은 PAPR을 감소시킬 수도 있으며 증가시킬 수도 있다. 따라서 각 톤을 본래 신호와 동일한 정보를 가지는 모든 가능한 성상도의 위치로 맵핑하는 과정이 필요하며, 이에 따라 조합의 개수가 아래와 같이 증가하게 된다⁷⁾.

$$\begin{aligned} \binom{N}{K} L^K &= \frac{N(N-1) \cdots (N-K+1)}{K!} L^K \\ &\approx \frac{N^K}{K!} L^K \approx (NL)^K \quad (5) \end{aligned}$$

여기서, N 은 전체 부반송파의 개수, $K(\ll N)$ 는

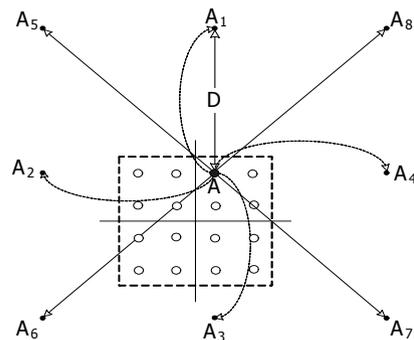


그림 1. 톤 삽입에 의한 확장된 심벌 맵핑 성상도
Fig. 1. An example of extended constellation of the TI scheme

삽입할 톤의 개수, 그리고 L 은 확장된 정상도에서 기본 정보 신호와 동일한 정보를 가지는 등가 위치의 개수이다.

이와 같이 기하급수적으로 증가하는 조합에 따른 탐색 연산량을 줄이기 위하여, 본 논문에서는 클리핑 잡음을 이용하여 PAPR에 가장 영향을 많이 주는 톤을 적응적으로 검출 후에 확장된 정상도로 맵핑하는 ATI 기법을 제안한다. 제안된 ATI 기법은 주파수 영역에서 OFDM 심벌의 IFFT 출력 신호에 대하여 임계 진폭값보다 큰 신호들을 임계 진폭 값으로 할당하는 클리핑 과정, 클리핑된 신호에 대해서 클리핑 잡음을 계산한 후 클리핑 잡음의 주파수 영역 심벌 중에서 가장 큰 전력이 할당된 톤을 추출하는 과정, 추출된 톤을 확장된 정상도로 맵핑 후에 부분적으로 IFFT 하는 과정의 총 3단계로 구성되며, 이는 매 OFDM 심벌에 대해 적용된다. 아래에는 이러한 제안 기법의 절차에 대해 구체적으로 설명한다.

3.1 1단계: 클리핑 과정

제안된 ATI를 위해 본 단계에서는 그림 2에서와 같이 주파수 영역 OFDM 심벌 $\mathbf{X}=[X_0, \dots, X_{N-1}]$ 의 IFFT 출력 신호 $\mathbf{x}=[x_0, \dots, x_{QN-1}]$ 에 대해 아래와 같이 클리핑을 수행하게 된다.

$$\hat{x}_n = \begin{cases} x_n & |x_n| \leq A_{\max} \\ A_{\max} e^{j\psi_n} & |x_n| > A_{\max} \end{cases} \quad (6)$$

여기서 $\psi_n = \arg[x_n]$ 이다. 따라서, 클리핑된 신호 \hat{x}_n 의 크기는 최대 진폭 A_{\max} 를 넘지 않으며 위상 성분은 보존된다. A_{\max} 는 식 (7)에서와 같이 시

스템에서 요구하는 CR (Clipping Ratio) γ 에 의해 결정된다.

$$\gamma = \frac{A_{\max}}{\sqrt{\rho_s}} \quad (7)$$

여기서, ρ_s 는 입력 신호 x_n 의 평균 전력을 의미한다.

3.2 2단계: 클리핑 잡음을 이용한 최적의 톤 추출 과정

본 단계에서는 1단계에서 얻어진 클리핑 신호를 이용하여 PAPR을 감소시킬 톤을 추출하게 되는데 그 절차는 아래와 같다 (그림 3 참조).

- ① 본래 신호 x_n 과 피크 조정된 시간 영역 신호 \hat{x}_n 의 차이인 클리핑 잡음 $x_{dip,n} = x_n - \hat{x}_n$ ($n = 0, \dots, QN-1$)을 구한다.
- ② $x_{dip,n}$ 의 샘플 수만큼 선택적으로 FFT를 취하여 $X_{dip,k}$ ($k = 0, \dots, QN-1$)을 구한다
- ③ $X_{dip,k}$ 의 전력 크기가 가장 크게 발생하는 톤을 추출하고, 클리핑 잡음 신호를 이용하여 톤이 맵핑될 방향을 결정한다.

클리핑 잡음 신호 $x_{dip,n}$ 은 몇 개의 샘플만 의미 있는 크기를 가지게 되므로 아래와 같이 선택적 FFT를 이용할 수 있다.

$$X_{dip,k} = \sum_{s=0}^{N_0-1} x_{dip,n_s} e^{-j2\pi n_s k / NQ} \quad (k = 0, \dots, QN-1) \quad (8)$$

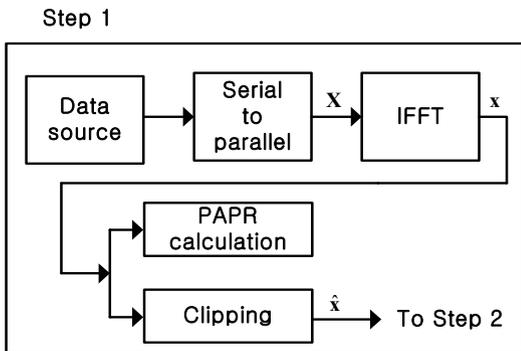


그림 2. 제안된 ATI 기법의 첫번째 단계
Fig. 2. Block diagram of the first step for the proposed ATI

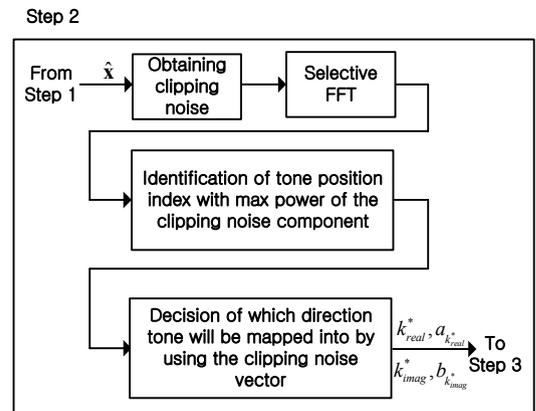


그림 3. 제안된 ATI 기법의 두번째 단계
Fig. 3. Block diagram of the second step for the proposed ATI

여기서 N_0 는 클리핑 잡음 총 샘플 수를 나타내며, $n_s \in \{n_0, \dots, n_{N_0-1}\}$ 는 샘플이 발생한 위치를 나타낸다. 이제 클리핑에 의한 전력 변동이 가장 큰 톤의 위치는 실수부와 허수부 각각에 대해 다음과 같이 구해진다.

$$k_{real}^* = \underset{k \in \{0, \dots, N-1\}}{\operatorname{arg\,max}} |\operatorname{Re}(X_k) - \operatorname{Re}(X_{dip,k})| \quad (9)$$

$$k_{imag}^* = \underset{k \in \{0, \dots, N-1\}}{\operatorname{arg\,max}} |\operatorname{Im}(X_k) - \operatorname{Im}(X_{dip,k})| \quad (10)$$

그림 4는 X_{dip} 의 전력값을 부반송파 (즉, 톤)별로 비교하여, 그 값이 가장 큰 톤의 위치를 실수 성분 k_{real}^* 과 허수 성분 k_{imag}^* 로 나누어 추출하는 과정의 예를 보여주고 있다. 그림 4에서와 같이 추출된 톤 위치 k_{real}^* 과 k_{imag}^* 는 1 단계의 클리핑 이후 급격한 전력 변동이 발생한 위치이므로, 이는 시간 영역에서 피크 신호를 구성하는 기여도가 가장 큰 톤 위치를 의미한다고 볼 수 있다. 따라서 피크 신호의 전력을 낮추기 위해서는 이 위치를 통해 전송되는 변조 심벌에 TI를 통하여 확장된 정상도 상으로 맵핑하는 과정이 필요하다.

한편 클리핑 잡음 신호는 최대 전력 크기를 이용

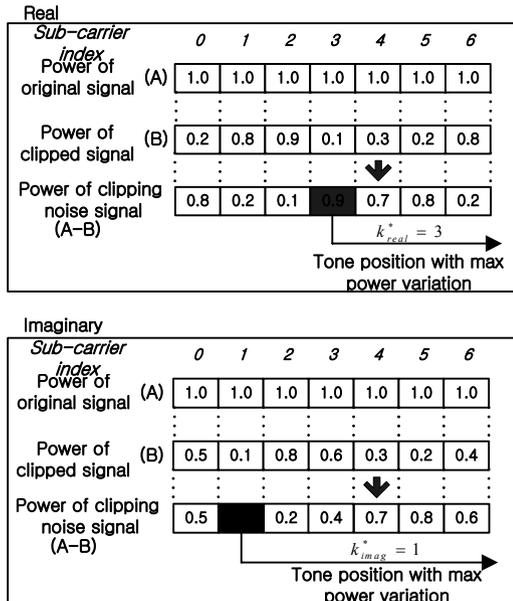


그림 4. 클리핑 잡음을 이용한 최적의 톤 선택의 예
Fig. 4. An example of the optimal tone selection procedure by using clipping noise

하여 피크 신호 구성에 영향을 가장 많이 미치는 톤을 추출할 수 있을 뿐 아니라, 그 신호 자체가 벡터인 점을 고려하여 확장된 정상도 상의 맵핑 위치를 결정하는데 크게 기여하게 된다. 따라서, 아래 식과 같이 클리핑 잡음의 방향 성분을 추출할 수 있다.

$$a_{k_{real}^*} = -\frac{\operatorname{Re}(X_{dip,k_{real}^*})}{|\operatorname{Re}(X_{dip,k_{real}^*})|} \quad (11)$$

$$b_{k_{imag}^*} = -\frac{\operatorname{Im}(X_{dip,k_{imag}^*})}{|\operatorname{Im}(X_{dip,k_{imag}^*})|} \quad (12)$$

3.3 3단계: TI 과정

마지막으로, 본 단계에서는 그림 5에서와 같이 앞서 선택된 톤의 위치 (k_{real}^* , k_{imag}^*)와 방향 ($a_{k_{real}^*}$, $b_{k_{imag}^*}$)을 이용하여 확장된 정상도의 위치로 맵핑한다. 확장 맵핑된 시간 영역 신호 \bar{x}_n 는 다음 식 (13)에 의해 얻을 수 있다.

$$\bar{x}_n = x_n + \frac{D}{\sqrt{N}} \left(a_{k_{real}^*} e^{j2\pi k_{real}^* n / NQ} + j b_{k_{imag}^*} e^{j2\pi k_{imag}^* n / NQ} \right) \quad (n = 0, \dots, QN-1) \quad (13)$$

그림 6, 7, 8은 제안된 ATI 기법을 적용 했을 때의 진폭, 적용하지 않았을 때의 진폭, 그리고 톤 삽입 신호의 진폭을 각각 나타낸 것이다.

그림 6, 7에서 보는 바와 같이 확장된 정상도로 맵핑된 신호임에도 불구하고 본래 신호보다 더 큰 피크 신호가 발생하게 되는 경우가 존재할 수 있다. 이러한 현상이 발생하는 근본적인 이유는, 한 개의

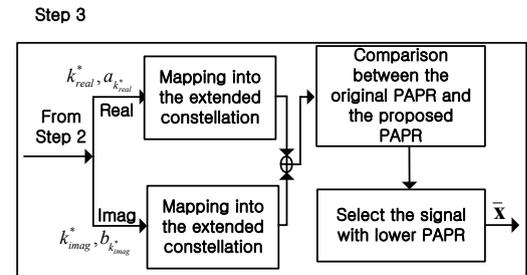


그림 5. 제안된 ATI 기법의 세번째 단계
Fig. 5. Block diagram of the third step for the proposed ATI

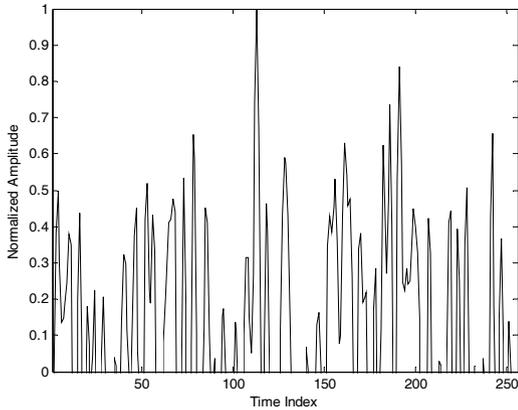


그림 6. 제안된 기법을 적용 했을 때 OFDM 신호 크기
Fig. 6. OFDM signal amplitude for the proposed scheme

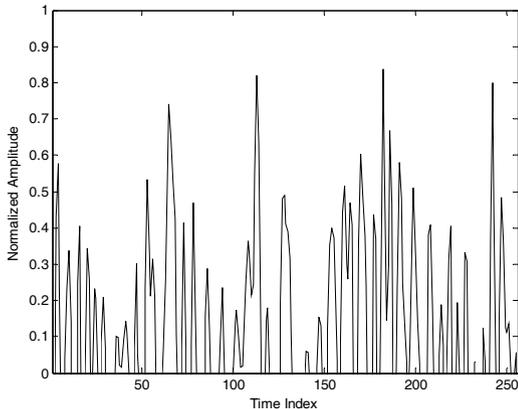


그림 7. 제안된 기법을 적용하지 않은 본래 OFDM 신호 크기
Fig. 7. Original OFDM signal amplitude without the proposed scheme

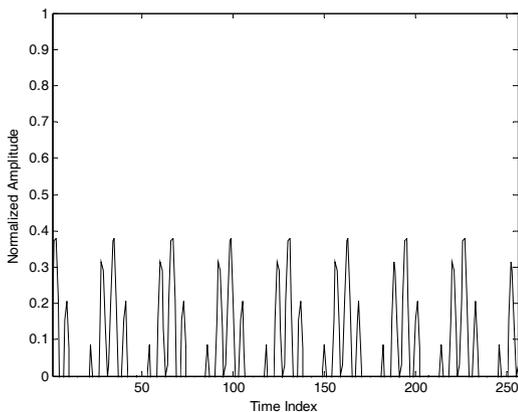


그림 8. 삽입된 톤의 신호 크기
Fig. 8. Signal amplitude for injected tone

톤을 확장된 정상도로 맵핑함에 따라 삽입된 톤의 신호가 본래 신호의 시간 영역 전체 샘플 신호에

영향을 일으키기 때문이다. 또한 제안된 기법이 클리핑 잡음을 이용하여 최적의 톤을 올바르게 찾지 못한 것도 원인이 된다. 다시 말해, 본 기법에서는 두번째 피크를 고려하지 않고 클리핑 잡음을 이용함으로써 두번째 피크가 본래 피크보다 더욱 크게 발생하게 되는 현상이 발생하게 된 것이다. 결국, 이러한 특성들로 인해 본 기법에서는 본래 PAPR과 제안된 기법이 적용된 PAPR을 비교하여 더 낮은 PAPR을 가지는 신호를 송신단에서 선택하게 된다.

IV. 모의실험 결과

제안된 ATI 기법과 기존 TI 방법의 OFDM 신호에 대한 PAPR 감소 성능 및 복잡도 비교를 위해 모의실험을 수행하였다. 본 논문에서는 OFDM 시스템의 부반송파수 N 은 64 및 128, 변조 방식으로는 QPSK와 16-QAM을 고려하였으며, $Q=4$ 의 과표본화 과정을 적용하였다.

그림 9, 10에서는 각각 ($N=64$, QPSK, $D=4$) 및 ($N=64$, 16-QAM, $D=8$)을 적용하였을 때 제안된 ATI 기법 (“Proposed”)과 조합 가능한 모든 매핑을 통해 최적의 성능을 얻은 기존 TI 기법 (“Optimal”)과의 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function), 즉 $\text{Prob}(\text{PAPR} > \text{PAPR}_{\text{th}})$ 성능을 비교하여 나타내고 있으며, D 는 [7]에서 제시된 방법을 동일하게 적용하였다. 또한 이 그림들에서 ”Original“은 어떠한 PAPR 감소 기법도 적용하지 않은 원래 OFDM 신호의 PAPR을 나타낸다. 이들

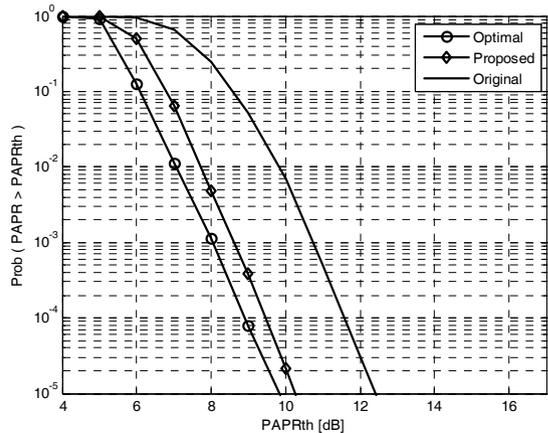


그림 9. 제안된 ATI 기법과 기존의 최적 TI 기법과의 성능 비교 ($N=64$, QPSK, $D=4$)
Fig. 9. Comparison of the PAPR reduction performance between the proposed ATI and the optimal TI ($N=64$, QPSK, $D=4$)

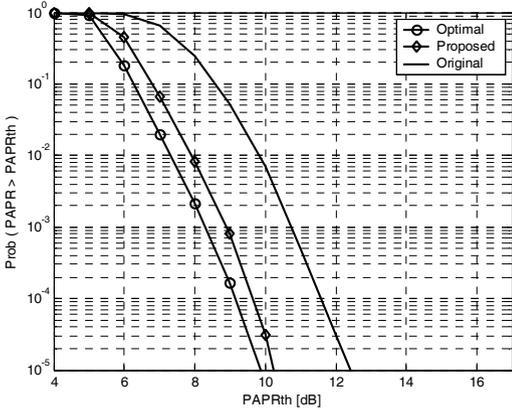


그림 10. 제안된 ATI 기법과 기존의 최적 TI 기법과의 성능 비교 ($N=64$, 16-QAM, $D=8$)
 Fig. 10. Comparison of the PAPR reduction performance between the proposed ATI and the optimal TI ($N=64$, 16-QAM, $D=8$)

그림으로부터 제안된 ATI 기법과 기존의 최적 TI 기법이 CCDF 10^{-5} 에서 약 0.3 dB의 근소한 성능 차이를 보여주는 것을 확인할 수 있다. 또한, 변조 지수가 증가함에 따라 D 가 변화하여 PAPR 감소 성능은 거의 동일하게 나타나고 있다.

표 1은 $N=64$, 16-QAM일 때 기존 TI 기법과 제안된 ATI 기법의 연산량을 비교한다. 기존 방법을 위한 매핑 조합수는 식 (5)를 이용하여 계산하였고, 여기서 $L=8$, $K=1$ 이다.

표 1에서는 제안된 기법이 추가적인 클리핑 연산을 필요로 하지만 클리핑 잡음을 이용하여 최적의 톤을 검출함으로써 별도의 조합을 필요로 하지 않는 것을 나타내고 있다. 결국 제안된 기법은 연산량을 현저히 줄이면서도 기존의 최적 기법과 거의 대등한 PAPR 감소 성능을 얻을 수 있다.

그림 11~14에서는 각각 ($N=64$, QPSK), ($N=64$, 16-QAM), ($N=128$, QPSK) 그리고 ($N=128$, 16-QAM)을 적용하였을 때 톤의 전력 변화에 따른 제안된 기법의 성능을 나타내고 있다. 그림 11에서

표 1. 기존 TI와 제안된 기법의 연산량 비교 ($N=64$, 16-QAM)
 Table 1. Comparison of the computational complexity between the proposed ATI and the optimal TI schemes ($N=64$, 16-QAM)

	TI 적용 횟수	PAPR 계산 횟수	추가 연산
기존의 최적 TI 기법	512	513	없음
제안된 ATI 기법	1	2	클리핑

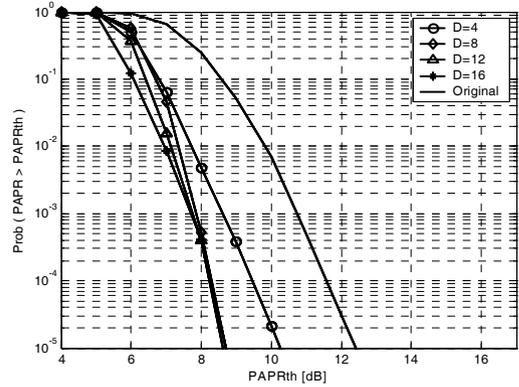


그림 11. 톤의 전력 변화에 따른 제안된 ATI 기법의 성능 ($N=64$, QPSK)
 Fig. 11. CCDF performance of the proposed ATI according to the power variation for injected tone ($N=64$, QPSK)

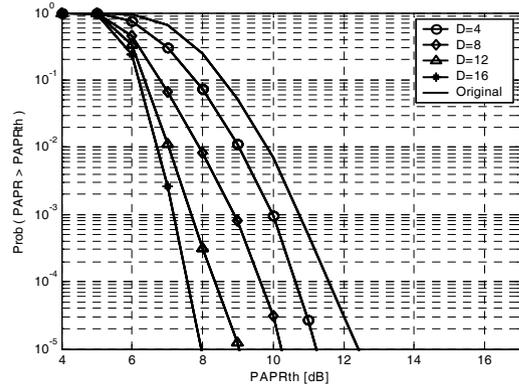


그림 12. 톤의 전력 변화에 따른 제안된 ATI 기법의 성능 ($N=64$, 16-QAM)
 Fig. 12. CCDF performance of the proposed ATI according to the power variation for injected tone ($N=64$, 16-QAM)

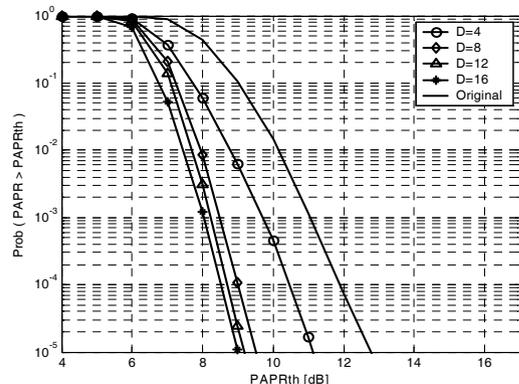


그림 13. 톤의 전력 변화에 따른 제안된 ATI 기법의 성능 ($N=128$, QPSK)
 Fig. 13. CCDF performance of the proposed ATI according to the power variation for injected tone ($N=128$, QPSK)

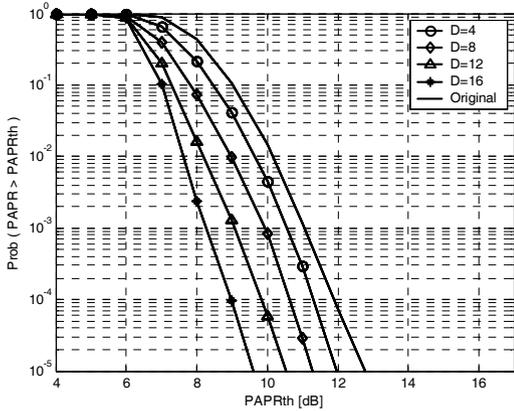


그림 14. 톤의 전력 변화에 따른 제안된 ATI 기법의 성능 ($N=128$, 16-QAM)
 Fig. 14. CCDF performance of the proposed ATI according to the power variation for injected tone ($N=128$, 16-QAM)

$D=4$ (QPSK) 인 경우와 그림 12에서 $D=8$ (16-QAM)인 경우의 PAPR 감소 성능이 CCDF 10^{-5} 에서 거의 유사함을 보여준다. 이러한 결과는 변조 지수가 커질수록 동일한 성능을 가지기 위해 삽입되는 톤의 전력이 더 많이 요구되는 것을 입증한다. 또한, 그림 11에서 $D=4$ 일 때와 그림 14에서 $D=4$ 일 때 PAPR 감소 성능이 CCDF 10^{-5} 에서 $N=64$ 가 $N=128$ 보다 약 0.9 dB 정도 우수함을 보여준다. 이것은 부반송파의 개수가 많아질수록 동일한 CCDF 성능을 가지기 위해 삽입되는 톤의 전력이 더 많이 요구되는 것을 보여준다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 전송 신호의 PAPR 감소를 위해 제시되었던 기존의 TI 기법에서 과도한 연산량이 요구되는 단점을 보완하기 위해 클리핑 잡음을 이용하는 효과적인 ATI 기법을 제안하였다. 제안된 ATI 기법은 주파수 영역 OFDM 심벌의 IFFT 출력 신호에 대하여 임계 진폭값 보다 큰 신호들을 정해진 진폭 크기로 할당하는 클리핑 과정, 클리핑된 신호에 대해 클리핑 잡음을 계산한 후 주파수 영역 클리핑 잡음의 심벌 중에서 가장 큰 전력이 할당된 톤을 추출하는 과정, 추출된 톤을 확장된 정상도로 맵핑 후에 부분적으로 IFFT 하는 과정의 총 3단계로 구성된다. 모의실험 결과, 제안된 ATI 기법은 기존 TI 방법에 비해 별도의 조합을 필요로 하지 않음에도 불구하고 클리핑 잡음을 이용하여 기존 TI 방법과 거의 유사한 PAPR 감소

성능을 유지함을 확인 할 수 있었다.

참고 문헌

- [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] P. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, 2000.
- [3] X. Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *Proc. VTC '97*, pp. 1634-1638, Phoenix, USA, May 1997.
- [4] X. Wang, T. T. Yjhung, and C. S. Ng, "Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 45, no. 9, pp. 303-307, Sept. 1999.
- [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, 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] J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Ph. D. dissertation, Stanford University, Stanford, USA, 2000.
- [8] B. S. Krongold and D. L. Jones, "An active-set approach for OFDM PAR reduction via tone reservation," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 52, no. 2, pp. 495-509, Feb. 2004.
- [9] S. Han and J. Lee, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal by PAPR reduction sub-carriers," *Proc. APWCS 2004*, pp. 3-6, Seoul, Korea, Jan. 2004.
- [10] E. Lawley and C. J. Kikkert, "Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using peak reduction carriers," *Proc. ISSPA '99*, pp. 737-740, Brisbane,

Australia, Aug. 1999.

- [11] 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.

신요안 (Yoan Shin)

중신회원

한국통신학회논문지 Vol. 34, No. 1 참조

양모찬 (Mochan Yang)

정회원



2005년 8월 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사

2009년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 석사

2009년 3월~현재 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정

<관심분야> OFDM 시스템, 협력통신 시스템