

OFDM 통신 시스템에서 능동 성상도 확장을 이용한 PAPR 감소 기법

A PAPR Reduction Method Using the ACE(Active Constellation Extension) in the OFDM Communication System

강 병 무 · 김 상 우 · 유 흥 균

Byoung-Moo Kang · Sang-Woo Kim · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신 시스템에서 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 줄이는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 PAPR 감소를 위하여, 기존 PTS나 SLM과 달리, 부가신호를 사용하지 않는 방법으로서 능동 성상도 확장 기법을 제안한다. PAPR 감소를 위하여 클리핑(clipping)을 적용하고 클리핑에 의한 성상도의 분산을 확장하기 위하여 원래 신호의 성상도보다 한 단계 높은 M-QAM 구조로 능동적으로 확장하는 기법이다. 기존의 M-QAM 통신방식을 그대로 이용할 수 있는 장점이 있어서 별도의 처리 방식이 필요하지 않으며, 성상도의 확장 단계를 높이는 것으로 목표 PAPR에 접근할 수 있다. 본 논문에서는 4-QAM 변조 방식의 원래 신호를 16-QAM으로 통신을 하므로써 약 4 dB의 PAPR 감소 효과를 얻을 수 있었으며, 64-QAM으로 확장할 때는 목표 PAPR을 거의 만족하는 효과를 얻을 수 있었다.

Abstract

It is very important to reduce the PAPR(Peak to Average Power Ratio) in the OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) communication system. We propose an ACE(Active Constellation Extension) method that does not require the side information unlike the conventional PTS and SLM method. This ACE method is to clip the OFDM signal for the PAPR reduction. Then, the basic constellation actively moves into the higher level of M-QAM for the constellation extension due to the clipping. The already existing M-QAM system can be available so that it can be easily realized. So, we can get the target PAPR by the extension of the constellation level. In this paper, we can find the PAPR reduction of 4 dB by the 16-QAM extension, and can achieve the target PAPR by the 64-QAM ACE(Active Constellation Extension).

Key words : PAPR, ACE, OFDM, Clipping, QAM

I. 서 론

다수 반송파(Multi-Carrier: MC) 시스템은 통신 시스템에서 핵심으로 부각되고 있다. MC 전송은 하나의 데이터 열이 그보다 훨씬 낮은 빠르기를 갖는 부 데이터 열로 병렬 변환되고 각각 부 반송파들에 의

해 전송되는 방식을 사용하기 때문에, 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 및 협대역 간섭에 좋은 특성을 갖는다. OFDM은 MC 전송의 한 예로서, Hiperlan2, IEEE802.11a, ADSL(Asymmetric Digital Subscriber Line) 등에서 사용되고 있으나 이러한 장점이 있는 반면에 MC 방식의 구성 요소인 부

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20050307-030

· 수정완료일자 : 2005년 6월 16일

반송파들의 연속된 조합에 의하여, 높은 PAPR을 갖는 신호 형태를 갖는다. 이러한 신호는 HPA의 전력 효율을 저하시키고, 특히 HPA의 비선형 특성에 의하여, 높은 PAPR을 갖는 OFDM 신호를 곧바로 HPA를 통과시킬 경우 피크(peak) 신호들의 일부는 클리핑(clipping) 된다. 클리핑에 의한 하모닉스(harmonics) 성분은 각 부 반송파들 간의 직교성을 파괴하고, 신호의 성상도를 분산시키는 원인이 된다.

상보 부호(complementary code)에 의한 방식은 특정 부호쌍을 이루는 부호들에 의한 OFDM 신호의 PAPR이 3 dB 이내로 제한될 수 있는데, 이러한 방식은 임의의 데이터들이 상보 부호열의 부분 집합이거나, 상보 부호열의 부분 집합이 아닐 경우 부분 집합으로 만들기 위한 부가 데이터들이 들어가야 한다는 단점이 있다^[1]. 선택 매핑(Selected Mapping: SLM)^{[2],[3]}과 부분 전송 시퀀스(Partial Transmit Sequence: PTS)^{[4]-[6]} 방식은 심볼 스크램블링(symbol scrambling) 기법으로 분류되는데 선택 매핑(SLM)은 입력 시퀀스를 특정한 수의 스크램블링 시퀀스로 스크램블링하고 특정 수만큼의 IFFT를 수행하여 그 중에서 가장 작은 PAPR을 갖는 출력 신호를 선택하여 전송하는 방식으로서, PAPR을 원하는 수준으로 감소시키는 방식이라기보다는 특정 수준 이상의 PAPR이 발생할 확률을 감소시키는 방식이다. 부분 전송 시퀀스(PTS)는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)의 선형성을 이용한 방식으로서 PAPR을 감소시키기 위해서 IFFT 이전에서 디스조인트(disjoint) 행렬에 의한 몇 개의 클러스터로 분배하여 IFFT를 실행한 후 각각의 출력에 위상 회전을 적용하여 합산하는 방식으로 SLM보다는 계산량이 적으면서 효과가 좋은 방식으로 알려져 있다. 이러한 심볼 스크램블링 방식은 PAPR을 감소시킬 수는 있지만 특정 목표 수준으로 능동적으로 감소시킬 수는 없다. 피크 제거(peak cancellation) 방식^[1]은 최대 피크 신호에 대하여 같은 크기의 임펄스 신호를 발생시킨 후 FFT(Fast Fourier Transform)를 취하고, 데이터 신호에 대하여 임펄스 신호의 FFT 값을 감산한 후 다시 OFDM(IFFT) 변조를 하여 피크 신호를 제거하는 방식이다. 이 방식은 효과적으로 PAPR을 감소시킬 수 있으나 송신단에서 데이터 신호에 대하여 에러를 유발시키는 결과를 낳게 되므로 오류 정정 부호 혹은 부가 신호를 사용

하면 효과적일 수 있다.

능동 성상도 확장(Active Constellation Extension: ACE) 방법^[7]은 클리핑에 의한 성상도의 분산된 형태를 분산된 형태 그대로 OFDM 변조하여 보내지 않고, 분산된 형태의 성상도를 특정한 규칙에 의하여 능동적으로 매핑(mapping) 하고 OFDM 변조 후 전송하는 방법이다. 본 연구에서는 참고문헌 [7]과 같은 능동 확장 방법을 사용하지 않고, 원래 신호 성상도(본 논문에서는 4-QAM)보다 한 단계 높으면서 정보 에너지는 같은, 가상의 확장 성상도(16-QAM)에 능동적으로 매핑하는 능동 성상도 확장 PAPR 감소 기법을 제안한다.

II. 새로운 ACE PAPR 감소방법

참고문헌 [7]에서 ACE 방법에 의한 PAPR 감소 기법이 소개되었다. 참고문헌 [7]의 방법은 클리핑에 의한 분산된 성상도를 프로젝션(projection) 방법을 통하여 능동적으로 특정한 규칙에 의하여 확장시키는 방법이다. 원래의 성상도보다 바깥쪽 확산 결과에 대해서는 확산된 형태를 유지하며, 안쪽 방향의 확산에 대해서는 원래 성상도의 좌표선상으로 프로젝션하는 방법을 통하여 능동적으로 성상도를 확장 변경하는 방법이다. 이러한 방법은 신호의 전체 전력을 증가시키는 원인이 된다. 일반적으로 신호 전달의 성능 개선을 비교하기 위해서는 같은 전력에 대하여 비교되어야 함이 바람직하다. 또한 클리핑에 의한 성상도의 호트러짐은 원래 성상도의 주변으로 산만하게 분포하는 특성을 갖는다. 그러나 참고문헌 [7]의 방법에서는 확장 영역이 확장 가능 영역의 1/4로 축소되기 때문에 PAPR 감소 성능에 제한을 받는다. 본 논문에서는 성상도의 모든 주변 방향으로 확장 영역을 갖고, 클리핑에 의하여 산만하게 분포된 성상도를 한 단계 위의 L-QAM 성상도로 프로젝션 하는 방식을 제안한다(식 (8) 참조). 이 방법은 전체 신호 전력을 원래의 신호 전력과 같게 유지할 수 있으며, 모든 방향의 확장 영역을 사용할 수 있기 때문에 PAPR 감소 효과를 높일 수 있고, 채널 상태에 따른 가변 성상도 시스템에서 유용하게 사용될 수 있는 장점이 있다. 제안하고자 하는 ACE 방식은 OFDM 신호에 대하여 목표로 하는 PAPR(Target PAPR: TP)을 설정한 후

TP보다 큰 피크 신호들을 TP 신호가 되도록 클리핑한 후 이 신호의 정상도를 구하기 위하여 FFT를 취하여 원래 정상도와 감산을 수행한다. 이 때 감산이 수행된 데이터의 정상도는 원래 데이터 정상도의 주변에 산만하게 분포된 형태의 정상도를 갖게 되는데 이 정상도를 L -QAM($L=4^n, n=1, 2, 3, \dots$)의 정상도를 갖도록 최소거리로 투영시키는 방식(minimum distance projection)을 사용하였다.

OFDM 신호의 시간 영역의 신호는

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \exp(j2\pi kn/N) \quad (1)$$

와 같이 표현된다. 여기서 $X[k]$ 는 주파수 영역 QAM k 번째 서브 채널(sub channel) 심볼이고 $x[k]$ 은 시간 영역 n 번째 시간 샘플(sample) OFDM 신호이다. 식 (1)과 같이 표현된 시간 영역 신호의 PAPR은

$$PAPR = \frac{\max |x|^2}{E\{|x|^2\}} \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 $\vec{x} = [x[0], x[1], x[2], \dots, x[N-1]]^T$ 이고, 식 (1)에서 $\vec{X} = [X[0], X[1], X[2], \dots, X[N-1]]^T$ 와 FT(Fourier Transform) 쌍을 이루는 복소수 신호이며, $|\vec{x}|^2 = [x[0], x^*[0], x[1], x^*[1], x[2], x^*[2], \dots, x[N-1], x^*[N-1]]^T$ 이다. 식 (2)와 같은 PAPR을 갖는 신호는 높은 PAPR 값을 갖기 때문에 비선형 특성을 갖는 HPA를 통하여 직접 전송하기가 곤란하다. HPA의 선형 구간에서 전송하기 위해서는 목표로 하는 PAPR 값(target PAPR : TP)을 설정할 필요가 있다. TP는

$$TP = \frac{Power_{TP}}{E\{|x|^2\}} \quad (3)$$

로 표현된다. 여기서 $Power_{TP}$ OFDM 신호의 PAPR이 TP 값을 갖기 위한 최대 전력이다. OFDM 신호의 PAPR이 TP를 만족하는 신호를 \vec{x}_{opt} 라고 하고

$$x_{opt}[i] = \begin{cases} x[i], & |x[i]|^2 \leq Power_{TP} \\ \sqrt{Power_{TP}} \cdot e^{j\theta[i]}, & |x[i]|^2 > Power_{TP} \end{cases} \quad (4)$$

와 같이 되도록 한다면, \vec{x}_{opt} 의 최대 전력은 $Power_{TP}$ 로 제한되기 때문에 \vec{x}_{opt} 의 PAPR은 TP 근방으로 수렴된다. 여기서 $\theta[i]$ 는 $\angle(x[i])$ 이다. 전력이 $Power_{TP}$

을 초과하는 성분에 대하여 $Power_{TP}$ 를 적용하였으므로 \vec{x}_{opt} 의 평균 전력은 \vec{x} 의 평균 전력보다 약간 감소하므로 \vec{x}_{opt} 의 PAPR은 사실상 TP보다 약간 증가하게 된다. \vec{x}_{opt} 를 구하기 위해서

$$|\vec{x}_{opt}|^2 = |\vec{x}|^2 - |\vec{x}_{err}|^2 \quad (5)$$

를 만족하는 \vec{x}_{err} 를 얻을 수 있다. 즉, 식 (4), (5)로부터

$$x_{err}[i] = \begin{cases} 0, & |x[i]|^2 \leq Power_{TP} \\ x[i] - \left(1 - \sqrt{\frac{Power_{TP}}{|x[i]|^2}}\right) x[i], & |x[i]|^2 > Power_{TP} \end{cases} \quad (6)$$

을 얻을 수 있다. 식 (6)에서 모든 i 에 대하여 \vec{x}_{err} 를 구하고 FFT를 취하면 주파수 영역 쌍 \vec{X}_{err} 를 얻을 수 있다. 식 (5)는 시간 영역의 계산식이다. 후리에 변환은 선형 변환이기 때문에 주파수 영역의 계산식으로 대체될 수 있다. 즉

$$[\vec{X} - \vec{X}_{err}] = \vec{X}_{opt} \xrightarrow{IFFT, FFT} \vec{x}_{opt} = [\vec{x} - \vec{x}_{err}] \quad (7)$$

이 성립한다. 여기서 얻어진 \vec{X}_{opt} 은 원래의 데이터와는 다른 데이터이므로 엄격히 말해서 심볼(symbol)에 잡음이 추가된 것과 같으며, 분산된 심볼의 정상도를 \vec{X}_{opt} 로 나타내었다. 분산된 심볼은 매우 좋은 PAPR 특성을 갖고 있지만, 분산된 상태로 전송한다면, BER이 증가하는 결과를 갖는다. 단점을 보완하기 위해서 분산된 심볼을 특정 규칙을 갖는 정상도로 매핑을 할 수 있다면, 특정 정상도에 맞는 오류 정정 방식 등을 적용할 수 있기 때문에 정상도 분산에 의한 BER 증가 영향을 줄일 수 있다. 본 논문에서는 \vec{X} 의 정상도가 M -QAM($M=4^n, n=1, 2, 3, \dots$)의 정상도를 갖고, 확장된 정상도 수(L)는

$$\log_4 L = (\log_4 M) + n, \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

를 갖는 L -QAM의 정상도 확장법을 사용하였다. 참고문헌 [7]에서는 ACE-POCS(Projection Onto Convex Sets) 방식이 ACE를 적용하기 이전의 신호 전력보다 적용 후의 신호 전력이 증가하며, 클리핑에 의한 분산 영역이 모든 분산 방향의 1/4 영역으로 축소되기 때문에 PAPR 감소 효과가 본 논문의 방식보다 떨어진다. 이러한 단점을 극복하기 위해서 참고문헌 [7]

에서는 반복 수행의 방식을 통하여 PAPR을 단계적으로 감소시키고 있기 때문에 계산량이 증가하는 단점이 있다. 또한 원래 신호가 16-QAM의 성장도를 갖을 때는 내부에 위치하는 성장도의 확장 방향은 좌표축 방향의 선상으로 제한된다^[7]. 반면에 본 논문에서는 16-QAM의 원신호에 대해서는 64-QAM 혹은 그 이상의 확장단계를 적용하여 PAPR의 감소 효과를 높일 수 있다. 또한 최근 OFDM의 통신을 고려할 때 채널의 상태에 따라서 유동적으로 성장도를 변화시키는 통신 방식을 사용하는 경향이 있으며, 그러한 과정을 이용하여 적응성을 용이하게 할 수 있기 때문이다. 본 논문에서는 주파수 영역 4-QAM을 갖는 \vec{X} 와 확장 성장도 16-QAM(식 (8)에서 $r=1$)을 갖는 신호 \vec{X}_{opt} 을 고려하였다. \vec{X}_{opt} 의 성장도는 \vec{X} 성장도를 주변으로 산만하게 분산되어 있는 형태를 갖고 있으며, 이 분산된 성장도를 \vec{X} 성장도 영역으로 매핑(mapping)하는 과정이 필요한데, 본 연구에서는 \vec{X}_{opt} 의 심볼 중 \vec{X}_{err} 의 후보 성장도와 최소거리에 있는 성장도로 투영하는 방식을 사용하였다.

III. 최소거리투영(Minimum Distance Projection) 능동 성장도 확장법

본 논문에서 사용하는 주파수 영역의 심볼의 벡터 표현은 \vec{X} (본 논문에서는 4-QAM), \vec{X}_{err} , \vec{X}_{opt} , \vec{X}_{opt} (본 논문에서는 16-QAM)로 표현되고 성장도 예시는 그림 1과 같다. 최소거리 투영법은 산만하게 분산된 \vec{X}_{opt} 의 심볼들을 \vec{X}_{opt} 의 후보 성장도를 향하여 최단거리 방향으로 매핑하는 과정이다. 그림 1에서 \vec{X}_{opt} 의 심볼 $X_{opt}[i]$ 와 \vec{X}_{opt} 의 심볼들과 각각 거리를 계산하여 가장 거리가 가까운 심볼로 매핑하여 성장도를 확장한다. \vec{X}_{opt} 의 OFDM 신호는 그 전력의 최대값이 $Power_{TP}$ 값을 만족하는 신호이고, \vec{X}_{opt} 의 OFDM 신호는 매핑에 의한 약간의 심볼 위치 변경에 의하여 최대 전력 값이 $Power_{TP}$ 보다는 증가하여 TP보다 약간 증가하는 PAPR을 갖는다. 최종적으로 \vec{X}_{opt} 신호가 전송되며, 이 심볼들은 4비트의 데이터 형태로 전송되나 사실상 2비트(\vec{X} 의 심볼 비트 수)의 정보를 갖고 있다.

IV. BER(Bit Error Rate) 분석과 고찰

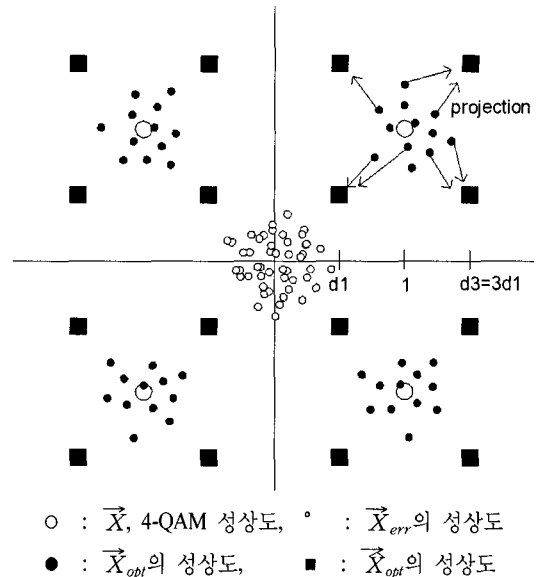


그림 1. 신호의 성장도
Fig. 1. Signal constellation.

본 논문에서 OFDM 시스템의 PAPR을 감소하는 방향으로 클리핑을 적용한 후 산만하게 분산된 성장도의 좌표를 특정한 가상의 성장도를 갖는 좌표로 능동적으로 매핑하는 방식을 적용하였다. 여기서 산만하게 분산된(클리핑이 적용된) 상태로 전송을 한다면, 가장 좋은 PAPR의 특성을 갖는 OFDM 신호의 전송이 될 것이다. 하지만 분산된 상태의 성장도는 원래 성장도의 BER보다 훨씬 높은 오류율을 갖는 채널 특성을 보일 것이라는 것은 자명하다. BER 고찰의 의미는, 본 연구에서 적용된 한 단계 높은 L-QAM(식 (8)) 확장 방식은 산만하게 분산된 성장도의 전송보다 BER 특성이 개선되는지 아니면, 저하되는지 알아보기 위함이고, 또한 4비트의 정보를 갖는 16-QAM의 통신 방식의 BER 특성과, 본 연구의 능동적 확장에 의하여 2비트 정보를 갖는 16-QAM의 통신 방식의 BER 특성을 비교하고자 하는데 있다. \vec{X} 는 4-QAM의 성장도를 가지며 \vec{X}_{opt} 는 16-QAM의 성장도를 갖는다. L-QAM의 BER(Bit Error Rate)은 참고문헌 [8-(31)]로부터 구할 수 있다. 또한 \vec{X}_{opt} 의 성장도는 16-QAM의 성장도를 갖고 있지만 심볼당 비트 수는 2비트를 갖도록 되어 있으므로 동일한 사분면내의 16-QAM 심볼 오류는 사실상 \vec{X} 로 역매핑된 후에는 오류로 취급되지 않는다. 이러한

성질을 이용하고, 참고문헌 [8-(5), (8), (9)]를 적용하면 \vec{X}_{opt} 의 BER은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_b = P_b(1) + P_b(2) \\ = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2r}{5}} + \operatorname{erfc} \left(3\sqrt{\frac{2r}{5}} \right) \right) \right] \\ + \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(3\sqrt{\frac{2r}{5}} + \operatorname{erfc} \left(5\sqrt{\frac{2r}{5}} \right) \right) \right] \quad (9)$$

식 (9)에 의하여 계산된 \vec{X}_{opt} 의 BER 특성과 4-QAM, 16-QAM의 BER 특성 곡선과 비교하면 다음 그림 2와 같다. 그림 2에서 4-QAM, 16-QAM은 표준 4-QAM, 16-QAM의 BER이고, 4-QAM ACE는 본 논문의 성상도 확장법을 이용하여 확장된 16-QAM의 형태를 갖는 \vec{X}_{opt} 의 BER이다. 그림 2에서 $d_1=0.65=\sqrt{2/5}$ 를 갖도록 한 것은 그림 1에 나타나 있는데, $d_1=0.65$ 일 때 4-QAM과 16-QAM의 비트에너지 $E_b=1$ 이 되도록 하는 성상도 구조이다. 또한 $d_1=0.9$ 인 경우를 그림 2에 나타내었는데, 이것은 능동 확장 방식을 적용한 신호가 확장되지 않은 원래의 4-QAM과 유사한 BER 특성을 갖기 위해서 필요한 신호 전력을 갖도록 하기 위한 그림 1의 기하학적 구조이다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 능동 확장된 \vec{X}_{opt} 의 BER은 순수한 16-QAM보다 $E_b/N_0=5$ dB 근방에서 4-QAM과 거의 같은 특성을 보일 정도로 좋으며,

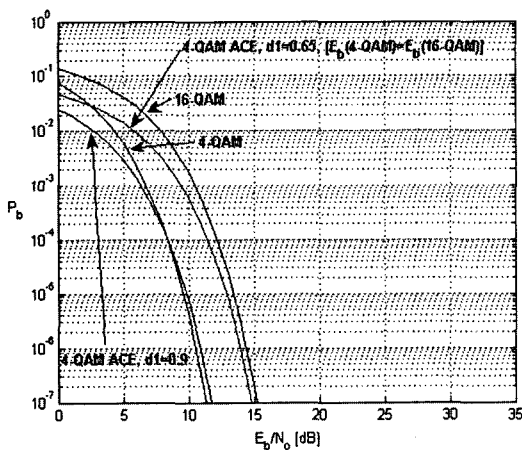


그림 2. 표준 4-QAM, 16-QAM 및 \vec{X}_{opt} 의 BER, $N=256$

Fig. 2. BER of normal 4-QAM, 16-QAM and \vec{X}_{opt} , $N=256$.

$E_b/N_0=15$ dB 근방에서는 확장된 16-QAM의 특성이 순수한 16-QAM의 BER 특성보다 0.5 dB 정도 좋은 특성을 보인다. $d_1=0.9$ 일 때, $E_b/N_0=8$ dB보다 클 때 4-QAM과 같은 BER 특성을 보이고, 그 이하에서는 오히려 0.5 dB 정도의 BER 이득이 있다.

V. 시뮬레이션(Simulation) 결과 및 고찰

시뮬레이션에서는 서브 채널(sub channel) 수 $N=256$ 로 하고, 4-QAM 주파수 영역 심볼을 갖는 정보 신호의 OFDM 신호에 대하여 수행되었으며, 성상도 확장은 식 (8)에서 $n=1$ 인 경우(16-QAM)로 하였다. 시뮬레이션의 목적은 클리핑 후 적용된 IFFT OFDM 신호의 PAPR 감소의 가시적 확인과, 시뮬레이션을 통한 그림 2의 이론적 계산 결과의 일치성 그리고, CCDF(Complementary Cumulative Distribution Function = $\Pr[\text{PAPR} > \text{value}]$) 결과를 통한, 제안된 방식이 기존의 방식(SLM^{[2],[3]}, PTS^{[4]~[6]}, ACE^[7])보다 우수함을 보이고자 하는데 있다. IV절 'BER(Bit Error Rate) 고찰'에서 언급하였던 능동 성상도의 확장하기 이전 상황과 확장 이후의 신호 대 잡음비(E_b/N_0)를 서로 같게 하기 위하여 \vec{X} 의 심볼은 $\pm 1 \pm j(E_b=1)$ 로 하였고, \vec{X}_{opt} 의 성상도 구조는 식

$$d = \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}} \quad (10)$$

참고문헌 [8-(2)]에 의하여, $d_1=\sqrt{2/5}$ 을 갖도록 하였다(그림 1 참조). 여기서 $d_1=\sqrt{2/5}$ 일 때 4-QAM 심볼과 16-QAM 심볼은 같은 비트 에너지를 갖는다.

그림 3의 가로축은 IFFT 신호의 시간 영역이고 세로축은 \vec{X} 의 OFDM 전력, 즉 $x[i]^2$ 을 나타낸다. 그림 4는 그림 3에 Power_{TP} (식 (3))로 클리핑된 \vec{X}_{opt} 의 OFDM 전력, 즉 $x_{opt}^2[i]$ 을 나타낸다.

그림 5는 그림 4의 클리핑된 신호를 16-QAM으로 능동적으로 확산된 신호(\vec{X}_{opt})의 OFDM 순시 전력과 PAPR을 나타낸다. 그림 4에 비하여 PAPR이 증가한 현상이 나타났다. 이것은 목표 PAPR을 만족하는 \vec{X}_{opt} 의 성상도를 \vec{X}_{opt} 로 확장함에 의한 영향이다.

그림 6은 그림 2의 이론적 계산 결과에 의한 16-QAM 능동 확장 방식의 BER과 시뮬레이션을 통한 BER의 일치성을 비교하고자 하는 그림으로서 이론

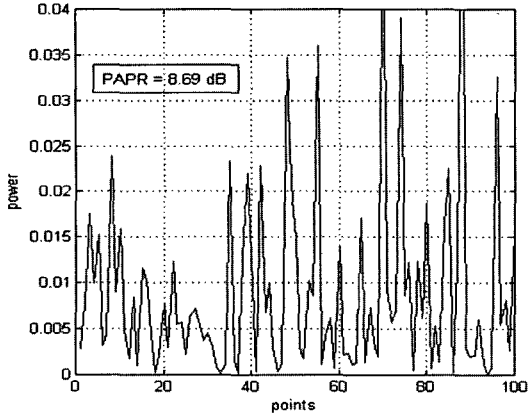


그림 3. 4-QAM(\bar{X}) 초기 OFDM 신호의 전력 및 PAPR, $N=256$
 Fig. 3. 4-QAM(\bar{X}) initial OFDM signal power and PAPR, $N=256$.

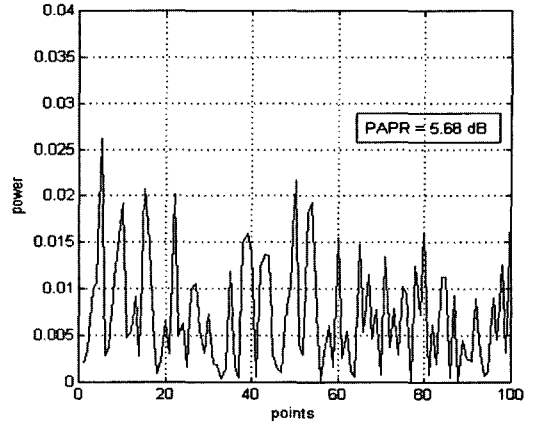


그림 5. 16-QAM ACE(\bar{X}_{opt}) OFDM 신호전력 및 PAPR, $N=256$
 Fig. 5. OFDM signal power and PAPR of \bar{X}_{opt} (16-QAM ACE), $N=256$.

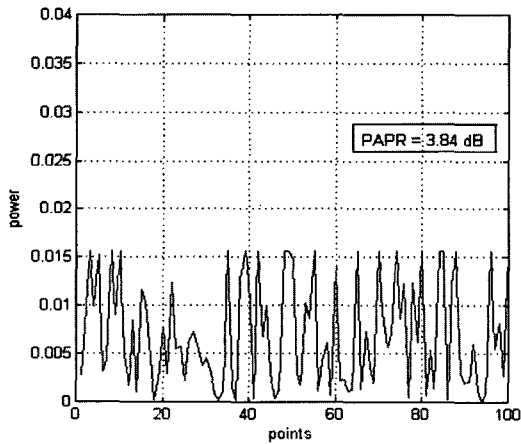


그림 4. TP로 제한된 \bar{X}_{opt} 의 OFDM 신호의 전력 및 PAPR, $N=256$
 Fig. 4. OFDM signal power and PAPR of \bar{X}_{opt} clipped by TP, $N=256$.

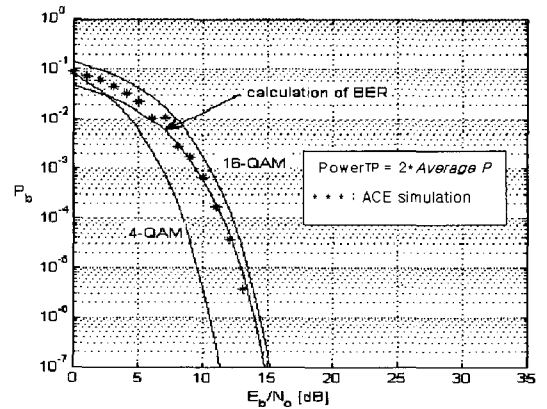


그림 6. 4-QAM, 16-QAM 및 \bar{X}_{opt} 의 BER, $N=256$
 Fig. 6. BER of 4-QAM, 16-QAM and \bar{X}_{opt} , $N=256$.

적 계산 결과와 일치함을 알 수 있다. 그림 7은 기존의 방식(SLM^{[2],[3]}, PTS^{[4]~[6]}, ACE^[7])과, 제안된 방법의 PAPR 감소 효과를 알아보기 위하여 PAPR의 CCDF를 나타낸 것이다. 그림 7에는 PAPR 감소 기법을 적용하지 않은 초기 OFDM 신호의 PAPR, 초기신호와 평균 전력의 1.2배, 2배로 클립된 신호의 능동 확산된 16-QAM 신호의 PAPR CCDF를 나타내었고, 평균 전력의 2배로 클립된 64-QAM 능동 확산된 신호의 PAPR CCDF를 참고 결과로 표현하였다. 결과에 따르면 평균 전력의 1.2배로 클립 후 제한된 방식을

적용한 경우는 초기 PAPR보다 CCDF= 10^{-4} 에서 약 4.5 dB의 성능 개선이 있다. 기존의 방식(SLM^{[2],[3]}, PTS^{[4]~[6]})은 같은 수의 IFFT 블록을 사용할 경우 일반적으로 PTS 방식이 계산량도 적고 성능도 우수한 것으로 알려져 있다^[2]. 제안된 방식은 평균 전력의 1.2배로 클립된 경우, CCDF= 10^{-3} 에서 16개의 IFFT 블록을 사용한 PTS 방식 중 최소 PAPR을 갖는 경우($M=16$, optimum)보다 약 0.5 dB의 성능 개선이 있고, 일반적인 경우($M=16$, iterative) 보다 약 1.5 dB의 성능 개선이 있다^[4]. 참고문헌 [7]과 비교하기 위하여 참고문헌 [7]에서 표현하는 반복수행(iteration)의 의미에 대하여 알아보자. 반복수행은 클리핑 후 참고문

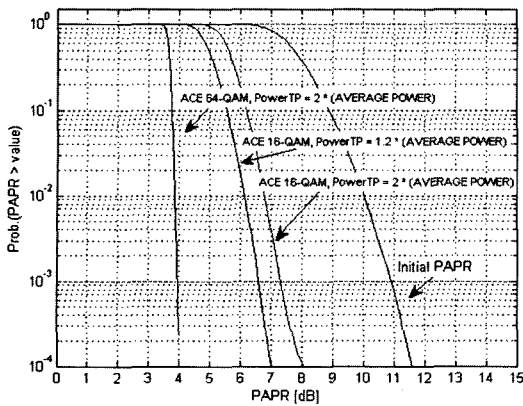


그림 7. CCDF(16-QAM ACE, 64-QAM ACE, $N=256$)
 Fig. 7. CCDF(16-QAM ACE, 64-QAM ACE, $N=256$).

헌 [7]의 능동 성상도 확장법을 적용한 후 다시 클리핑을 적용하여 점진적으로 목표 PAPR에 도달하도록 하는 반복회수를 의미한다. 본 논문에서는 단 1회의 클리핑을 적용하는 경우에 대하여 논하고 있으므로, 참고문헌 [7]의 1회 반복 결과와 비교하도록 한다. 평균 전력의 1.2배로 클립 후 제한된 방식을 적용한 경우는 ACE-POCS의 1회 반복 경우보다 $CCDF=10^{-4}$ 에서 약 3 dB의 성능개선이 있으며^[7], 가장 효과가 좋은 ACE-SGP 1회 반복 경우보다 $CCDF=10^{-4}$ 에서 약 0.2 dB의 성능 개선이 있다^[7]. ACE 방식은 OFDM 변조를 위하여 1회 반복 수행을 기준으로 할 때 초기 IFFT, 클립 적용, FFT, 최종 IFFT의 연산이 수행된다. 그러나 기존의 스크램블링 방식(SLM^{[2],[3]}, PTS^{[4]-[6]})은 서브 블록 수와 같은 IFFT 연산, 같은 수의 매트릭스연산(PTS 경우), 같은 수의 위상회전 연산(PTS 경우)을 필요로 한다. 이러한 연산은 제한된 방식보다 매우 많은 수의 연산을 필요로 하며, 연산이 많은 것이 스크램블링 방식의 단점이기도 하고, 연산을 줄이기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다^[5]. 이러한 점을 감안할 때 제안된 방식은 기존의 방식(SLM, PTS)보다 계산량도 훨씬 적으며, PAPR 감소 효과는 우수하고, 위상 회전 정보를 보내기 위한 부가 데이터를 필요로 하지 않는다. 참고문헌 [7]과 비교하여도 PAPR의 감소 성능이 우수함을 알 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 목표 PAPR을 설정한 후 클리핑을

적용하여 분산된 성상도를 L-QAM 성상도로 능동적으로 확장하여, 목표 PAPR을 만족하고, 부가 신호를 사용하지 않아 전송률 감소가 없는 능동 성상도 확장에 의한 PAPR 감소 기법을 제안하였다. 이 방식의 특징은 전송률 보장의 장점 이외에도 확장 단계를 증가시키므로 목표 PAPR을 충실히 만족시킬 수 있으며, 단점으로 성상도 확장에 의한 BER 손실 영역이 존재할 수 있다는 것이다. 4-QAM의 16-QAM 확장에서는 16-QAM의 BER 특성보다 전체적으로 우수한 BER 성능을 보였다. 그림 6에서 $d_1=0.9$ 일 때 $E_b/N_0=8$ dB 이상이면 4-QAM의 BER과 대등한 BER 성능을 갖고 있으며, 이하에서는 오히려 약 2 dB 정도의 SNR 이득이 있다.

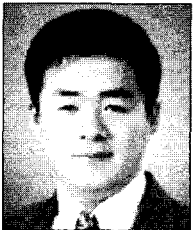
PAPR 감소 성능을 살펴보면, 평균 전력의 1.2배로 클립된 경우, $CCDF=10^{-3}$ 에서 16개의 IFFT 블록을 사용한 PTS 방식 중 최소 PAPR을 갖는 경우 ($M=16$, optimum)보다 약 0.5 dB의 성능 개선이 있고, 일반적인 경우($M=16$, iterative)보다 약 1.5 dB의 성능 개선이 있다. 또한 참고문헌 [7]의 ACE 방식과 비교하여 볼 때 평균 전력의 1.2배로 클립 후 제한된 방식을 적용한 경우는 ACE-POCS의 1회 반복 경우보다 $CCDF=10^{-4}$ 에서 약 3 dB의 성능 개선이 있으며, 가장 효과가 좋은 ACE-SGP 1회 반복 경우보다 $CCDF=10^{-4}$ 에서 약 0.2 dB의 성능 개선이 있다. 요약하면 제안하는 방식의 특징은 기존 선택 매핑(SLM), 부분 전송 시퀀스(PTS)보다 계산량이 적고, PAPR 감소 성능은 좋으며, 다른 ACE 방식^[7]보다 우수한 감소 성능을 갖는다.

참 고 문 헌

- [1] 조용수 번역, 무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초, 대영사, 2000년.
- [2] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multi-carrier modulation by selected mapping", *Electronic Letters*, vol. 32, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [3] D. W. Lim, J. S. No, C. W. Lim, and H. Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, no. 2, pp. 93-96, Feb. 2005.

- [4] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Communication Letters*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [5] S. H. Han, J. H. Lee, "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 887-890, Nov. 2004.
- [6] S. H. Müller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Electronic Letters*, vol. 33, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [7] Brain Scott Krongold, Douglas L. Jones, "PAPR reduction in OFDM via active constellation extension", *IEEE Trans. on Broadcasting*, vol. 49, pp. 258-268, Sep. 2003.
- [8] D. Yoon, Kyongkuk Cho, and J. Lee, "Bit error probability of M-ary quadrature amplitude modulation", in *Proc. of VTC 2000*, vol. 5, pp. 24-28, Sep. 2000.

강 병 무



1990년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 3월~2000년 6월: 국방과학연구소 선임연구원
 2000년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM, 에러정정코드

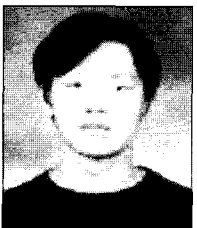
유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
 2002년: 한국전자과학회 학술상 수상
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계

김 상 우



2003년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 3월~2005년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] OFDM 통신시스템, UWB 통신 및 무선 LAN 등