

논문 2007-44TC-1-4

DVB-T 시스템에서 시간 및 주파수 영역 클리핑 기반의 PAPR 감소기법의 성능평가

(Performance Evaluation of a Time- and Frequency-Domain
Clipping-Based PAPR Reduction Scheme in a DVB-T System)

서만중*, 임성빈**, 김나훈***, 조준경***

(Manjung Seo, Sungbin Im, Nahoon Kim, and Junkyung Cho)

요약

지상파 디지털 방송 (Digital Video Broadcasting-Terrestrial; DVB-T)은 고속의 데이터 전송이 가능한 중요한 멀티미디어 방송기술이다. 직교 주파수 분할 다중화 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM)는 유럽에서 채택된 DVB-T 시스템의 변조방식으로써 다양한 대역폭을 갖는 멀티미디어 서비스를 지원하기 위해 광범위하게 사용되고 있다. 그러나, OFDM 신호는 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 발생시키는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 수신단의 구조에 변화를 주지 않으며 또한 추가적인 정보의 전송이 필요 없이 기존 수신기를 그대로 사용할 수 있는 PAPR 감소기법을 기존의 DVB-T 시스템에 적용하여 그 성능을 평가하였다. 이 방법은 에러 벡터 크기 (Error Vector Magnitude; EVM) 내에서 시간영역과 주파수영역 신호에 대하여 클리핑을 사용한 것으로 기존의 최적화 방법과 비교하여 계산량의 복잡도를 낮추기 위하여 준최적화 방법을 사용하였다. 모의실험 결과, 제안된 기법은 성상도 오차가 클수록 PAPR의 감소효과가 크며 변조레벨이 낮을수록 PAPR의 감소폭이 커짐을 관측하였다.

Abstract

DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) is an important multimedia broadcasting technology capable of high data-rate transmission and adopted by Europe. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) is the backbone technique employed in DVB-T to support multimedia services that have various bandwidths. Unfortunately, an OFDM signal has a large PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). In this paper, we investigate the performance of a simple PAPR reduction scheme for the DVB-T system, which requires no change of a receiver structure or no additional information transmission. The approach we employed is clipping in the time and frequency domains. The time-domain clipping is carried out with a predetermined clipping level while the frequency-domain clipping is done within EVM (Error Vector Magnitude). This approach is suboptimal with lower computational complexity compared to the optimal method. The simulation results demonstrate that the proposed one is getting more effective at lower modulation levels and with more allowed constellation error.

Keywords : DVB-T, OFDM, PAPR, CLIPPING

I. 서론

유럽의 지상파 디지털 비디오 방송 (Digital Video

Broadcasting-Terrestrial; DVB-T)^[1]은 DVB 프로젝트에 의해 개발되었던 지상파 전송 시스템의 명칭으로 전 세계 많은 나라에서 운용 중이다.

DVB-T 시스템은 기존 아날로그 전송을 위해 할당된 VHF/UHF 대역에서 동작하도록 설계되어 있기 때문에 기존의 PAL (Phase Alternating Line)/SECAM (System Essentially Contrary to American Method)/NTSC (National Television System Committee) 서비스에 의한 동일 채널 간섭 (Co-Channel Interference;

* 학생회원, ** 정회원, 숭실대학교 정보통신전자공학부 (School of Electronic Engineering, Soongsil University)

*** 정회원, (주)휴텍21 (HUTECH21 Co., Ltd.)

※ 본 논문은 (주)휴텍21의 지원으로 수행되었음.

접수일자: 2006년12월10일, 수정완료일: 2007년1월15일

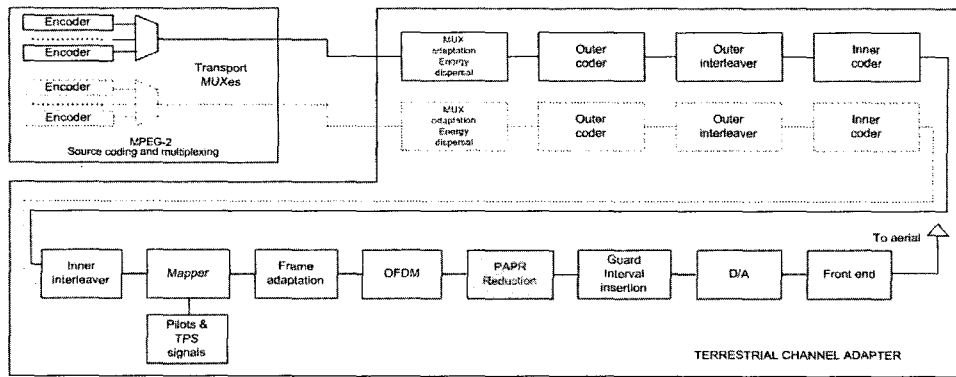


그림 1. DVB-T 시스템의 전송 블록도
 Fig. 1. Transmission block diagram of DVB-T the system.

CCI)과 인접 채널 간섭 (Adjacent Channel Interference; ACI)에 충분히 보호되어야 한다. 또한 이 시스템은 VHF/UHF 대역 내에서 주파수 이용효율을 최대로 하기 위하여 단일 주파수 망 (Single Frequency Network; SFN)^[2]을 운용하고 연접 에러 부호 정정화된 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 변조방식^{[3][4]}을 사용한다. 이와 같이 DVB-T 시스템에 다수의 부반송파를 이용하는 OFDM 전송 기술이 적용되고 있다. OFDM 통신 시스템은 단일 반송파 시스템에 비해 우수한 장점들을 가지고 있지만 복소 가우시안 분포 형태의 출력 샘플들은 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 발생시키는 단점을 가지고 있다.^[3] 이러한 신호의 높은 첨두값 (peak)으로 인한 비선형 왜곡을 피하기 위하여 일반적으로 송신기에서는 상당한 크기의 백오프 (back-off)를 사용하여야 한다. 이로 인하여 증폭기의 출력이 낮아지며 또한 효율이 감소한다.^[5] 본 논문에서는 간단하면서 수신단의 구조에 변화를 주지 않으며 또한 추가적인 정보의 전송이 필요 없는 PAPR 감소기법^[6]을 기존의 DVB-T 시스템에 적용하여 그 성능을 평가하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되었다. 서론에 이어 II 장에서는 본 논문에서 고려하는 DVB-T 시스템에 대하여 기술하고 III장에서는 제안된 PAPR 감소기법에 대해 살펴보고, IV장에서는 시뮬레이션을 통해 성능을 평가하며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. DVB-T 시스템의 개요

그림 1은 본 논문에서 고려하는 DVB-T 시스템의 전송 블록도를 도시하고 있다. 본 시스템은 2K 모드와

8K 모드로 운용되는데 2K 모드는 단일 송신기 운용 및 제한된 전송거리를 갖는 소규모 SFN 망에 적합한 반면, 8K 모드는 단일 송신기 운용 및 대규모 SFN 망에 적용될 수 있다.

에너지 확산과 동기화를 통해 MPEG-2 다중화기의 입력 데이터는 피드백 이동 레지스터에 의해 실행되는 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)^[7]와 결합하여 적절한 2진 변환을 통해 랜덤하게 만들어지고 최종 발생하는 아날로그 신호전력은 균일하게 된다. 외부 부호화는 축소된 리드-솔로몬 (Reed-Solomon) RS (204, 188, t=8) 부호^[8]를 사용하며 16패리티 바이트의 오류 검출 부호를 생성하여 정보 데이터 188바이트를 포함, 총 204바이트의 출력값을 얻게 된다. 외부 인터리빙은 Forney 방식의 길쌈 인터리버 (Convolutional Interleaver)를 사용하여 반전 또는 비반전된 sync-word로 시작되는 204바이트 단위의 패킷을 인터리빙 한다. 이 시스템은 분산된 비트에러에 대응하기 위해 내부 부호화단에서 부호화를 1/2과 64 states 길쌈 부호를 기반으로 한 다양한 비율의 심볼 탈락 길쌈 부호 (Punctured Convolutional Code)를 제공한다. 이렇게 함으로써 다양한 서비스와 데이터 전송률에 따라 적절히 부호화율 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)을 정할 수 있다.^[9]

내부 인터리빙은 비트 인터리빙과 심볼 인터리빙으로 구성되며 인터리빙 기법은 외부 인터리빙과 다른 블록 인터리버를 사용한다. DVB-T 시스템에서는 세 가지의 다른 변조방식이 사용된다. 부반송파는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 변조방식으로 변조되고 전송되는 신호는 프레임 단위로 전송되며 각 프레임의 주기는 T_p 이고 68개의 OFDM 심볼로 구성되며 4개의 프레임은 한 개의 슈퍼 프레임을 구성한다. 각 심볼은 주파수

표 1. 2K 모드와 8K 모드의 OFDM 파라미터^[1]
 Table 1. OFDM parameters for the 2K and 8K modes^[1].

Parameter	8K mode				2K mode			
Elementary period T	7/64 μs				7/64 μs			
Number of carriers K	6817				1705			
Value of carrier number K _{min}	0				0			
Value of carrier number K _{max}	6816				1704			
Duration T _u	896 μs				224 μs			
Carrier spacing 1/T _u	1116 Hz				4464 Hz			
Spacing between carriers K _{min} and K _{max} (K-1)/T _u	7.61 MHz				7.61 MHz			
Allowed guard interval Δ/T _u	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duration of symbol part T _u	8192×T 896 μs				2048×T 224 μs			
Duration of guard interval Δ	2048×T 224 μs	1024×T 112 μs	512×T 56 μs	256×T 28 μs	512×T 56 μs	256×T 28 μs	128×T 14 μs	64×T 7 μs
Symbol duration T _s =Δ+T _u	10240×T 1120 μs	9216×T 1008 μs	8704×T 952 μs	8448×T 924 μs	2560×T 280 μs	2304×T 252 μs	2176×T 238 μs	22112×T 231 μs

영역에서 2K 모드의 경우 전체 반송파의 수는 2048개 이고 8K 모드의 경우는 8192개 이다.

OFDM 프레임에는 전송되는 데이터 외에 연속 파일럿, 분산 파일럿, TPS (Transmission Parameter Signalling) 파일럿이 포함된다. 이들 파일럿에는 실제 데이터가 실리지 않으며, 매핑시 특정한 값을 갖도록 고정되어지므로 전송률을 떨어뜨리는 요소가 되지만 파일럿 신호들을 이용하여 프레임 동기, 주파수 동기, 시간 동기, 채널 추정, 전송모드 인식 및 위상을 추적하는 기능을 한다. 2K 모드와 8K 모드에 따른 OFDM 파라미터들을 표 1에 정리하였다.

III. 제안하는 PAPR 감소기법

본 논문에서는 먼저 PAPR 감소 문제를 최적화 문제로 표현하고 기존의 최적화 해법이 갖는 높은 복잡도를 해결하기 위하여 클리핑 기반의 준최적화 방법을 개발하였다. 이 방법은 시간영역 신호에 대하여 클리핑을 사용하여 원하는 PAPR을 갖는 신호를 발생시키고 이로 인해 발생하는 대역내 왜곡 (in-band distortion)과 대역외 왜곡 (out-of-band distortion)을 주파수영역에서 클리핑과 필터링^[10]을 사용하여 감소시킨다.

대역내 왜곡은 정상도 오차를 초래한다. 이 오차는 정상도의 오차 벡터 크기 (Error Vector Magnitude; EVM)에 의해서 정해지는 오차 한계내로 강제적으로 제한한다. 대역외 왜곡은 강제적으로 대역외 밴드에 영

을 삽입함으로써 제거한다. 이러한 방식의 PAPR 감소 기법은 기존의 수신기 구조를 그대로 사용할 수 있으며 계산량이나 구현 방법이 간단하다는 장점이 있는 반면 전송신호 PAPR은 최적의 해보다 개선 정도가 떨어지는 단점이 존재한다.

1. 시스템 모델

OFDM 신호는 인접한 부반송파들 사이의 주파수 간격이 1/T로 동일한 대역폭을 갖는 부채널들의 변조된 N개의 독립적인 직교 크기 변조 (Quadrature Amplitude Modulation; QAM) 신호들의 합이며 여기서 T는 시간영역에서의 OFDM 심볼 간격을 의미한다. 입력 비트열은 m번째 복소 심볼 벡터 $X^m = [X_0^m \dots X_{N-1}^m]^T$ 을 만들기 위해 QAM 심볼들로 맵핑되고 이러한 복소 심볼 벡터는 다시 IFFT 과정을 통하여 이산시간 신호 $x^m[n] = [x_0^m \dots x_{N-1}^m]^T$ 로 변환된다.

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

여기서 w[n]은 크기가 1이고 [0, N-1]의 간격을 갖는 이산 시간 구형파 윈도우를 의미한다.

본 논문에서 OFDM 심볼을 $c \in C^N$ 이라고 정의하고 $x \in C^{NL}$ 를 c에 L배의 과표본화 (oversampling)^[11]와 더불어 IFFT를 수행한 시간영역 신호라고 가정한다.

2. 성상도 오차의 제한

주어진 성상도 $c \in C^N$ 에 대하여 다음의 평균 오차 벡터 크기의 제한을 충족하는 성상도 $\tilde{c} \in C^N$ 을 고려할 수 있다.

$$\sqrt{\frac{\frac{1}{D} \sum_{i=1}^{b_p} |\tilde{c}_i - c_i|^2}{P_0}} \leq EVM_{\max} \quad (2)$$

위 식에서 정규화 인자 P_0 는 QAM, 16-QAM, 64-QAM과 같은 성상도 c 에서 사용되는 반송파 변조 방식의 평균 전력을 나타낸다. 또한 EVM_{\max} 는 성상도의 복잡도, 오류정정 코드의 성능정도, 데이터 전송률에 의하여 결정되며, 전송 신호가 EVM 의 제한을 만족한다면 수신기는 데이터를 정확하게 복조할 수 있다.

수식의 표현을 좀 더 간단히 하기 위해 다음과 같은 성상도 오차 계수 $\epsilon \in R$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$\epsilon = EVM_{\max} \sqrt{DP_0} \quad (3)$$

3. PAPR 최소화 문제

성상도 $c \in C^N$ 을 특정 OFDM 성상도의 하나라고 가정하면, 본 논문의 PAPR 최소화 문제는 이 주어진 c 에 대하여 EVM 제한을 만족하는 성상도들 $\tilde{c} \in C^N$ 중에서 PAPR를 최소화하는 성상도를 찾는 문제이다.

시간영역에서의 첨두값 (peak)을 최소화함과 동시에 데이터의 평균전력을 제한 범위 내에서 유지하면서 PAPR을 최적화한다. 따라서 PAPR 최소화는 이차 콘 프로그램 (Second-Order Cone Program; SOCP)으로 알려진 convex 최적화 문제로 나타낼 수 있다.^[12]

$$\begin{aligned} & \text{minimize } p \\ & \text{subject to } \|\tilde{x}_i\| \leq p, i=1, \dots, NL \\ & \quad \tilde{x} = IFFT_1(\tilde{c}) \\ & \quad \|S(\tilde{c}-c)\| \leq \epsilon \\ & \quad \text{Re}\langle S\tilde{c}, Sc \rangle \geq \|Sc\|^2 - \epsilon^2/2 \\ & \text{in variables } p \in R, \tilde{c} \in C^N, \tilde{x} \in C^{NL} \end{aligned} \quad (4)$$

이 경우 주어진 대역외의 반송파들은 과표본화 IFFT에 의해서 강제로 0이 된다.

4. 최적의 해

위의 식 (4)는 항상 최적의 해 $(p, \tilde{c}, \tilde{x}) =$

(p^*, c^*, x^*) 를 갖는다. 이 최적의 해는 기존의 알려진 알고리즘들을 사용하여 구할 수 있다. 식 (4)의 해는 한번의 연산으로 구할 수 없고 반복 연산을 사용하여 구해야 한다. 따라서 식 (4)의 해를 구하는 알고리즘의 복잡도는 반복 연산의 횟수에 비례한다.

식 (4)로 표현되는 PAPR 감소 문제는 중요한 특징을 갖고 있다. 식 (4)를 만족하는 최적의 성상도 \tilde{c} 은 주어진 OFDM 심볼의 성상도 c 에 대하여 PAPR을 최소화하는 동시에 \tilde{c} 은 EVM 제한을 만족하므로 추가적인 정보 (side information)를 필요로 하지 않으며 기존의 수신기를 사용하여 배경 잡음이 없는 경우 오류 없이 복조할 수 있는 장점을 갖는다.

5. 준최적의 방법

본 논문에서는 식 (4)의 PAPR 감소 문제를 해결함에 있어서 계산의 복잡도를 낮추면서 PAPR을 최소화하기 위해 준최적의 방법을 사용한다. 준최적의 감소기법은 식 (4)에서 찾은 최적의 최소 PAPR 보다는 높지만 원래 신호의 PAPR 보다 낮으며, 찾는 과정이 최적의 해를 찾는 방법보다 상대적으로 간단하여 계산의 복잡도를 낮출 수 있는 방법을 의미한다.

식 (4)에서 성상도의 오차 Δ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta = \tilde{c} - c \quad (5)$$

시간영역의 원래 신호 x 와 PAPR이 감소된 신호 \tilde{x} 와의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$IFFT(\Delta) = \tilde{x} - x \quad (6)$$

위 식에서 나타난 것처럼 PAPR이 감소된 시간영역 신호 \tilde{x} 과 원래 신호 x 와의 오차에 대한 FFT가 오차 Δ 를 나타낸다.

여기서 PAPR이 감소된 시간영역 신호 \tilde{x} 을 찾아내는 것이 우선 해결해야 할 문제이다. 가장 쉽게 PAPR을 낮추는 방법으로는 원래 신호 x 에서 첨두값들을 특정 PAPR이 되도록 클리핑 시키는 방법이다. 이 경우 클리핑은 신호의 대역내와 대역외 왜곡을 초래하여 비트오율과 스펙트럼의 재성장 (regrowth)을 초래한다.

본 논문에서는 이러한 점을 개선하고 EVM 을 만족하는 성상도의 오차 Δ 를 만들기 위하여 $\tilde{x} - x$ 에 대하여 FFT를 적용하여 이중에서 성상도 오차가 허용

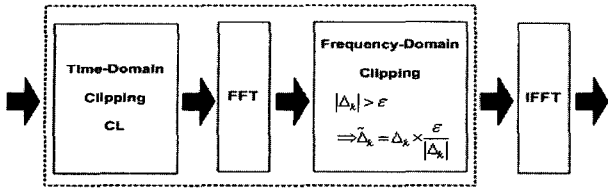


그림 2. 제안된 PAPR 감소기법의 구성도

Fig. 2. Block diagram of the proposed PAPR reduction scheme.

EVM 범위를 벗어나는 오차 성분이 k 번째 반송파 성분에서 발생한 것을 $|\Delta_k| > \delta$ 라고 하면 EVM 범위 내로 들어가게 스케일링한다. 즉 허용 EVM 을 벗어나는 오차 성분 Δ_k 에 대하여

$$\tilde{\Delta}_k = \Delta_k \frac{\delta}{|\Delta_k|} \quad (7)$$

이러한 스케일링을 통하여 얻어진 새로운 오차 성분을 $\tilde{\Delta}$ 라고 하면 이것은 다음 조건을 만족한다.

$$\|S\tilde{\Delta}\| \leq \epsilon \quad (8)$$

이 경우 배경 잡음이 없는 경우 수신단에서는 오류 없이 복조할 수 있다. 그러나 EVM 조건을 만족시키기 위해서 사용된 식 (7)의 스케일링으로 인하여 시간영역 신호 $x_{tr} = IFFT(c + \tilde{\Delta})$ 의 PAPR은 처음에 클리핑된 시간영역 신호 \tilde{x} 의 PAPR보다 증가하게 된다.

그림 2에 본 논문에서 제안하는 PAPR 감소기법을 블록도로 정리하였다. 먼저, 전송해야 할 OFDM 심볼에 대하여 과표본화율 L 로 과표본화하고 IFFT를 수행하여 시간영역 신호를 만든다. 이 신호에 대하여 클리핑 레벨 CL 로 시간영역에서 클리핑을 수행하고 이를 FFT하여 주파수영역 신호로 다시 변환한다. 이 변환된 OFDM 심볼의 정상도 왜곡 중에서 허용 오차 δ 를 넘는 것에 대하여 주파수영역에서 클리핑을 적용하여 왜곡된 주파수영역 OFDM 심볼을 만들고 이를 IFFT하여 전송한다.

IV. 모의실험 및 결과

이 장에서는 DVB-T 시스템의 송신단을 DVB-T 표준에서 제안하는 방식으로 구현하였으며 수신단은 송신단의 역함수 형태로 구현하여 제안된 PAPR 감소기법에 대하여 PAPR의 누적분포도 및 비트오율의 관점에

서 모의실험을 통하여 성능을 검증하고자 한다.

1. 전송신호의 시간파형과 정상도

먼저 그림 3은 QPSK에 대하여 시간영역 전송신호 x_{tr} 과 원신호 x 의 진폭(amplitude)을 비교하고 있다. 이 실험에서 $N=2048$ 개의 반송파에 대하여 QPSK 변조를 사용하였다. 이때 사용된 과표본화율(oversampling rate)은 4배이다. 즉, $L=4$ 이다. 클리핑 되는 경우 일반적으로 첨두값들이 일정한 값을 유지하지만 본 논문에서 제안하는 방법은 비록 클리핑을 사용하지만 주파수영역에서 오차신호에 대하여 심볼의 결정경계(decision boundary) 내에 있도록 정상도 오차 제한 δ 를 적용하므로 시간영역 파형의 첨두값이 클리핑 레벨과 같지 않

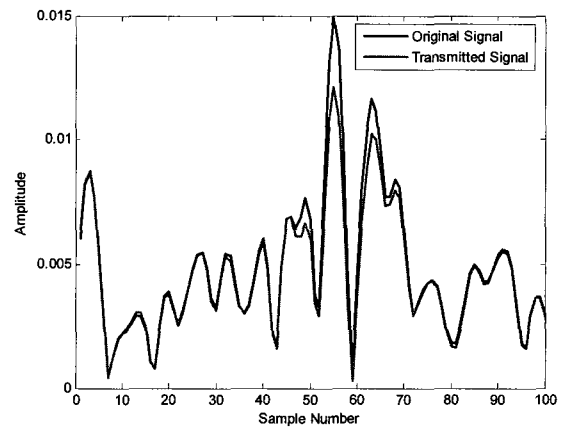


그림 3. QPSK-OFDM 심볼에 대한 시간영역 파형의 진폭 비교

Fig. 3. Amplitude comparison of the waveforms in the time domain for a QPSK-OFDM symbol.

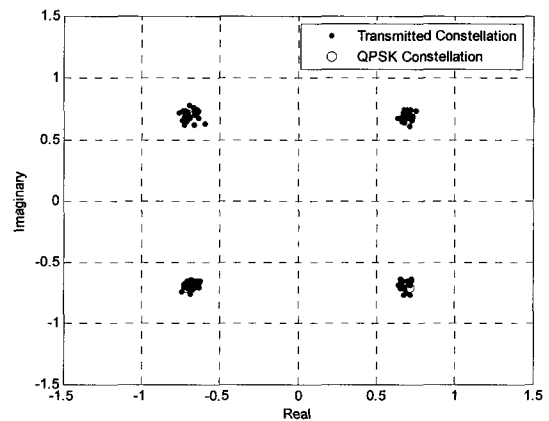


그림 4. 그림 3의 파형에서 사용된 QPSK-OFDM 심볼의 정상도

Fig. 4. Constellation of the QPSK-OFDM symbol used in the shown waveform of Fig. 4.

다. 여기서는 심볼간 최소거리의 30%에 해당하는 범위 ($\delta=0.3$)를 허용 오차 범위를 설정하였다. 그림 3에서 원 신호 x (점선)의 PAPR은 약 11.2 dB 이었으며 제안된 방법으로 만든 전송신호 x_{tr} (실선)의 PAPR은 8.2 dB 로 약 3 dB를 개선하였다. 여기서 사용된 클리핑 레벨은 5 dB이다.

그림 4는 그림 3의 파형에서 사용된 QPSK-OFDM 심볼의 성상도를 보여주고 있다. 그림 4에서 원은 QPSK 심볼의 위치를 나타내며 점은 전송하기 위하여 허용 오차 범위에서 왜곡된 성상도를 나타낸다. 이 경우 잡음이 없이 전송하는 경우 왜곡된 심볼이 결정경계 내에 있기 때문에 비트오율이 0이다.

2. 시간영역 클리핑 레벨에 따른 PAPR의 누적분포도

그림 5는 DVB-T 시스템의 2K 모드에서 QPSK 변조에 대하여 부호화율을 1/2로 설정하였을 때 클리핑 레벨을 3 dB에서 9 dB까지 2 dB 단위로 변화시키며 실제 전송되는 신호 x_{tr} 의 PAPR에 대하여 다음과 같이 정의되는 누적분포도 (cumulative distribution)를 측정하였다.

$$Cumulative\ Distribution = Prob(OFDM\ Symbol's\ PAPR > PAPR) \tag{9}$$

이때 사용된 허용 오차범위 δ 는 심볼간의 최소거리의 30% ($\delta=0.3$)에 대하여 수행하였다. 이 실험에서는 약 2000개의 OFDM 심볼을 사용하였으며 이것은 약 3×10^6 비트에 해당한다. 주파수영역에서 추가되는 오차를 결정경계 내부에 존재하도록 제한하였고 배경잡음이 없는 경우를 가정하였기 때문에 비트오율은 모든 경우에서 0이었다. 그림 5에 나타난 것처럼 클리핑 레벨이 낮아지면서 PAPR이 개선되는 것을 관측할 수 있다.

그림 6과 7은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM에 대하여 부호화율을 1/2과 7/8로 설정하였을 때 클리핑 레벨 CL=2 dB를 적용하고 심볼간 허용 간격 δ 는 각각 심볼 결정경계의 30%와 15%를 사용하였을 때의 PAPR 누적분포도를 나타낸 것이다. 그림에 나타난 것처럼 QPSK와 16-QAM은 거의 비슷한 개선정도를 보이는 반면 64-QAM의 경우는 QPSK와 16-QAM에 비하여 개선정도가 작지만 원신호의 누적분포도에 비하여 개선됨을 관측할 수 있다.

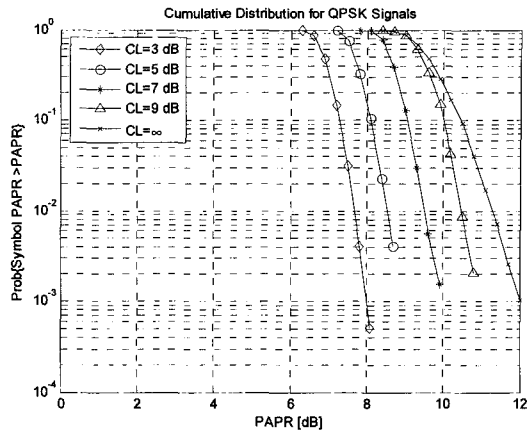


그림 5. 2K 모드에서 QPSK 변조에 대하여 클리핑 레벨 따른 누적분포도의 변화

Fig. 5. Cumulative distributions according to the clipping levels for QPSK in the 2K mode.

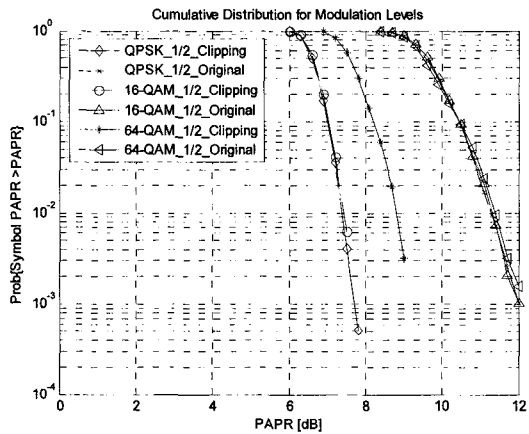


그림 6. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에서 부호화율을 1/2로 설정하였을 때의 누적분포도의 변화

Fig. 6. Cumulative distributions of QPSK, 16-QAM and 64-QAM with code rate of 1/2, respectively.

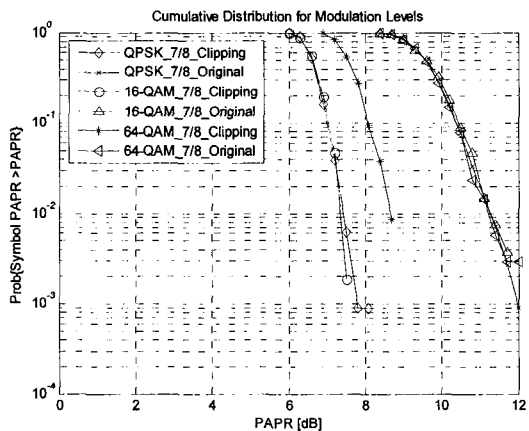


그림 7. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에서 부호화율을 7/8로 설정하였을 때의 누적분포도의 변화

Fig. 7. Cumulative distributions of QPSK, 16-QAM and 64-QAM with code rate of 7/8, respectively.

표 2. 정상도 오차 제한 δ 에 따른 비트오율
Table 2. Bit error rates for various δ 's.

2K mode					
Modulation level	Code rate	SNR	Clipping level	δ	BER
QPSK	1/2	5 dB	5 dB	0.1	0
				0.2	0
				0.3	0
				0.4	0
				0.5	0
16-QAM	1/2	5 dB	5 dB	0.1	0
				0.2	0
				0.3	0
				0.4	0.000011794
				0.5	0.00019982
64-QAM	1/2	5 dB	5 dB	0.05	0.014945
				0.1	0.017524
				0.15	0.017217
				0.2	0.017866
				0.3	0.019

3. 허용 δ 에 따른 비트오율

이 절에서는 앞에서 언급한 조건과 같은 조건에서 허용되는 δ 를 QPSK와 16-QAM일 경우 심볼간 최소거리의 10%에서 50%로 변화시키고, 64-QAM의 경우 5%에서 30%로 변화시켰을 때 AWGN 채널에서 비트오율을 측정하였다. 이 실험에서는 클리핑 레벨은 5 dB, 부호화율은 1/2로 설정하였다.

표 2에 나타난 것처럼 QPSK의 경우 심볼의 결정경계가 넓기 때문에 허용 오차 범위 δ 의 영향을 받지 않는 것으로 나타나고 있다. 반면 16-QAM의 경우 δ 의 변화에 대한 영향이 나타나지 않다가 δ 가 커질수록 비트오율의 성능이 악화되는 것으로 나타나고 있다. 이러한 현상은 64-QAM에서 더욱 분명하게 나타나는데 이러한 현상은 변조 레벨이 증가함에 따라 결정경계가 좁아지므로 잡음의 영향에 더욱 민감하게 반응하기 때문이다.

V. 결 론

본 논문에서는 DVB-T 시스템에서 채택하고 있는 OFDM 전송기술의 단점인 높은 PAPR 발생의 감소를 위해 수신단의 구조에 변화를 주지 않으며 또한 추가적인 정보의 전송이 필요 없는 PAPR 감소기법의 성능을 평가하였다. 이 방법은 예러 벡터 크기 내에서 시간영역과 주파수영역 신호에 대하여 클리핑을 사용한 것으

로 먼저 PAPR 감소문제를 주어진 정상도 오차 범위의 제한을 만족시키면서 첨두값을 최소화하는 최적화 문제로 보고 최적의 해를 찾는데 있어서 소요되는 시간과 복잡도를 낮추기 위하여 준최적의 방법을 사용하였다. 모의실험 결과, 제안된 기법은 정상도의 허용 오차가 클수록 PAPR의 감소효과가 크며 변조레벨이 낮을수록 PAPR의 개선도가 커짐을 관측하였다.

참 고 문 헌

- [1] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, ETSI EN 300 744 V1.5.1, 2004.
- [2] Y. Wu and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 32, no. 5, pp. 46-52, May 1994.
- [3] Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004.
- [4] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: an overview," *IEEE Trans. Broad.*, vol. 41, no. 1, pp. 1-8, Mar. 1995.
- [5] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Northwood, MA: Artech House, 1999.
- [6] 서만중, 임성빈, 정재호, 이광천, "OFDM 신호의 PAPR 감소를 위한 시간 및 주파수 영역 클리핑의 반복," *2006년도 대한전자공학회 하계종합학술대회 논문집*, pp. 233-234, 2006년 6월.
- [7] Hans-Jurgen Zepernick and Adolf Finger, *Pseudo Random Signal Processing Theory and Application*, John Wiley & Sons, 2005.
- [8] Todd K. Moon, *Error Correction Coding Mathematical Methods and Algorithms*, John Wiley & Sons, 2005.
- [9] Y. Yasuda, K. Kashiki and Y. Hirate, "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Soft Decision Viterbi Decoding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 3, pp. 315-319, Mar. 1984.
- [10] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," *IEE Electronics Letters*, vol. 38, no. 5, pp. 246-247, Feb. 2002.
- [11] J. Tellado and J.M. Cioffi, "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems," *IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 16-21, Aug. 1998.
- [12] Aggarwal and T.H. Meng, "Global optimal tradeoff curves for OFDM PAR reduction," *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, pp. 12-17, Oct. 2004.

저 자 소 개



서 만 중(학생회원)
2005년 한국교육개발원
정보통신공학과 학사
2005년~현재 숭실대학교
정보통신전자공학부
석사과정 재학 중

<주관심분야 : OFDM PAPR 감소기법, DVB-T 시스템>



임 성 빈(정회원)
1986년 서울대학교
전자공학과 학사
1988년 서울대학교
전자공학과 석사
1994년 University of Texas at
Austin 전기 및 컴퓨터
공학과 박사

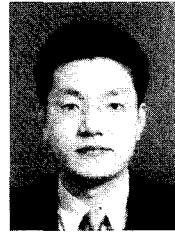
1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부
부교수

<주관심분야 : 비선형 신호처리, 통신 시스템, 디지털 방송 시스템>



김 나 훈(정회원)
2001년 경기대학교
전자공학과 학사
2003년 숭실대학교
전자공학과 석사
2003년~2004년 유비컴 엔지니어
2004년~현재 (주)휴텍21
전략기술연구소 근무

<주관심분야 : 통신 및 신호처리, 이동통신 시스템>



조 준 경(정회원)
1994년 명지대학교
전자공학과 학사
1996년 성균관대학교
전자공학과 석사
1996년~2000년 (주)성미전자
G/W 사업팀장

2000년~2004년 (주)신영텔레콤 수석 연구원
2004년~현재 (주)휴텍21 기술이사

<주관심분야 : 통신 및 신호처리, 이동통신 시스템>