

# OFDM 통신시스템의 PAPR 저감을 위한 더미 시퀀스 삽입

## Dummy Sequence Insertion for PAPR Reduction of OFDM Communication System

이재은 · 유흥균 · 정영호\* · 함영권\*

Jae-Eun Lee · Heung-Gyoon Ryu · Young Ho Jeong\* · Young Kown Hahm\*

### 요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 통신 방식은 무선 고속 데이터 전송에 적합한 방식이다. 하지만 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)의 발생으로 HPA(high power amplifier)에서 비선형 왜곡된다. 따라서 본 논문에서는 일정량의 부반송파를 PAPR 저감을 위해 사용하지만 별도의 부가정보 전송이 필요하지 않는 DSI(dummy sequence insertion) OFDM을 제안한다. DSI 방식은 기존 PTS(partial transmit sequence)나 SLM(selected mapping) 방식에서의 부가 정보와 달리 단지 PAPR 감소에만 사용되는 특정한 더미 데이터 시퀀스(dummy data sequence)를 전송한다. 더미 시퀀스로 상보 시퀀스(complementary sequence)와 상관 시퀀스(correlation sequence)를 사용하고 좀더 효과적인 PAPR 저감을 위해 플리핑(flipping) 방법을 사용한다. 또한 DSI 방식은 기존의 블록코딩 방식보다 나은 전송 효율(spectral efficiency)을 갖는다. 그리고 DSI 방식은 처리시간 및 계산량을 줄이기 위해 threshold 기법을 적용한다. 하지만 PAPR 저감 성능은 기존 방식보다 떨어진다. 하지만 제안한 DSI 방식의 중요한 장점은 더미 데이터 시퀀스의 손상에 의해 BER 특성이 영향을 받지 않는다는 것이다. 결론적으로 DSI 방식은 OFDM 보다 낮은 PAPR을 갖고 기존의 PTS나 SLM에 비해 처리시간을 감소시키고 BER 성능 개선이 이루어진다.

### Abstract

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) communications system is very attractive for the high data rate transmission in the frequency selective fading channel. Since OFDM has high PAPR(peak-to-average power ratio), OFDM signal may be distorted by the nonlinear HPA(high power amplifier). In this paper, we propose the DSI(dummy sequence insertion) method for OFDM communication system. Some sub-carriers are inserted for PAPR reduction. They carry the specified dummy data sequence which are used for only PAPR reduction and do not work as side information like the conventional PTS(partial transmit sequence) or SLM(selected mapping) method. We use the complementary sequence and the combination of the correlation sequence as the dummy sequence. Flipping technique is used for the DSI method to get the effective PAPR reduction. It is important that BER of the proposed method is independent of the damage of the dummy data sequence. And DSI method has better spectral efficiency than the conventional block coding. On the other hand, threshold PAPR method is applied to cut down the processing time. However, this DSI method is not better than the conventional PTS method in the respect of the PAPR reduction performance. The DSI method includes the threshold PAPR lower than the PAPR of the OFDM signal, reduces the processing time and improves the BER performance.

Key words : OFDM, PAPR, DSI(dummy sequence insertion) and HPA

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

\*한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀(Team of Mobile Multimedia Broadcasting, Radio & Broadcasting Lab, ETRI)

· 논문 번호 : 20030710-099

· 수정완료일자 : 2003년 11월 25일

## I. 서 론

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)은 높은 대역효율과 ISI(intersymbol interference)와 다중경로 페이딩에 잘 견디기 때문에 무선 랜(wireless LAN), DAB(digital audio broadcasting)와 DVB(digital video broadcasting) 등에 표준이 되는 시스템이다<sup>[9]</sup>. 이런 장점에도 불구하고 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)을 갖는 단점이 있다. 높은 PAPR은 일정한 크기의 word-length를 갖는 아날로그-디지털 변환기/디지털-아날로그 변환기에서 큰 양자화 잡음을 발생시켜 신호 품질을 저하시킨다. 뿐만 아니라 높은 PAPR로 인해 비선형 소자를 통과할 때 비선형 왜곡이 발생한다. 비선형 왜곡을 줄이기 위해 선형 HPA(high power amplifier)를 사용하거나 충분한 back-off을 해야 한다. 하지만 가격과 전력효율 측면에서 적절하지 않아 직접적인 해결방안이 되지 않는다. 따라서 전송 효율을 증가시키기 위한 PAPR 저감 기법들이 많이 연구되었다.

PAPR을 감소시키기 위한 방식으로 clipping 기법<sup>[1]</sup>, block coding 기법<sup>[2],[3]</sup>, SLM(selective mapping)<sup>[4]</sup>과 PTS(partial transmit sequences)<sup>[5]-[7]</sup> 등이 있다. clipping 기법은 쉽게 구성 가능하지만 out-of-band radiation과 in-band distortion으로 인해 신호 품질이 저하된다. Block coding 방식은 PAPR을 3 dB 이내로 제한할 뿐만 아니라 신호의 왜곡이 없고, 코딩효과가 있기 때문에 Magic WAND에 이용되는 방식이다<sup>[10]</sup>. 그러나 code rate와 대역효율(bandwidth efficiency)가 현저히 낮아지고 부반송파의 수가 증가할수록 계산량이 지수적으로 증가하는 단점이 있다. SLM은 동일정보에 여러 phase sequence를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송한다. PTS는 부반송파를 여러 개의 cluster로 나누어 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적의 rotation factor(또는 combining factor)를 곱하여 전송한다. 이 두 방식은 스펙트럼 왜곡 없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있다. 하지만, 여러 개의 IFFT(inverse fast Fourier transform) 블록을 사용하여 시스템의 복잡도가 증가하고 계산량이 많고, 위상회전 정보를 반드시 전송하여 데이터의 복원과정이 반드시 필요하게

되므로 이에 따른 에러가 발생하게 된다. 그리고 Flash-OFDM은 IFFT 전단에 FFT 과정을 수행함으로써 single carrier 시스템의 구조와 같게 되어 이와 같이 낮은 PAPR을 갖게 된다<sup>[13],[14]</sup>.

따라서 본 논문에서는 블록코딩방식에 비해 개선된 대역효율과 PTS나 SLM 방식에 비해 복잡도가 적은 장점을 갖는 PAPR 저감 기법인 DSI(dummy sequence insertion) 방식을 제안한다. 이 방식은 IFFT 과정 전에 입력된 데이터와 그 데이터들에 의해 생성된 complimentary sequence나 flipping 방식을 통해 생성된 dummy sequence를 첨가하여 전송하게 된다. 일정비율의 부반송파를 할당하여 송신단의 PAPR 저감을 위해 사용함으로써 별도의 부가정보가 필요치 않게 되어 대역효율이 개선된다. 그리고 수신단에서 부가정보의 복원이 불필요하므로 부가정보에 의해 발생하는 성능저하를 막을 수 있다. 또한 임계치 비교기를 사용함으로써 IFFT 변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 시스템에서 설정된 PAPR의 임계치보다 낮으면 바로 송신하고, 반대로 PAPR의 임계치보다 높으면 dummy sequence insertion부로 궤환시켜 낮은 PAPR을 갖는 sequence를 삽입하여 전송함으로써 PTS나 SLM방식보다 빠른 처리 시간을 갖는다. 그리고 비선형 소자가 있는 경우 성능에 미치는 영향을 평가하기 위해 비선형 특성을 고려하여 일반적인 OFDM의 성능과 비교, 분석하였다.

II장에서는 OFDM 시스템과 PAPR, 비선형 특성에 대해 간략하게 설명하고, III장은 PAPR저감을 위해 제안한 DSI를 사용한 OFDM에 대해 설명한다. IV장에서는 시뮬레이션을 통하여 성능 분석을 한다.

## II. PAPR과 비선형 왜곡

그림 1은 일반적인 OFDM 시스템의 구성도이다. 입력 데이터가 mapper로 들어가 M-PSK나 QAM과 같은 복소 데이터 심볼이 되고 직렬/병렬 변환 후 IFFT를 사용하여 OFDM 변조를 한다.  $X_n$ 을 복소 데이터심볼,  $N$ 은 부반송파의 수,  $T_s$ 는 OFDM 심볼 구간이라고 하면, 복소 기저대역 OFDM 심볼은 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T_s}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1)$$

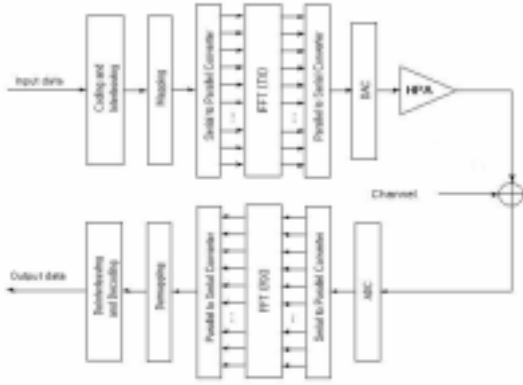


그림 1. OFDM 시스템의 구성도  
Fig. 1. Block diagram of OFDM system.

병렬/직렬 변환된 다음 HPA(high power amplifier)를 거쳐 전송된다. 수신기에서는 송신기의 역과정을 거쳐 데이터를 복원한다.

한편, 식 (1)의 PAPR(peak to average power ratio)은 다음과 같이 정의한다.

$$PAPR \equiv \max_{0 \leq t < T} \frac{|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2)$$

여기에서  $E[\bullet]$ 는 기대치를 의미한다.

OFDM 심볼 당  $N$ 개 sampling하는 Nyquist sampling rate는 continuous-time OFDM 신호의 최대치를 놓칠 수 있으므로 PAPR을 정확히 측정할 수 없게 된다. 따라서 정확한 측정을 위해서 over-sampling을 수행하며, 4배 이상의 over-sampling하면 원래의 신호와 유사하게 된다. Over-sampling은 원래 심볼을 포함하여  $4N$ -point zero-padded IFFT를 사용하면 간단히 구현할 수 있고 본 논문에서의 모든 PAPR 계산은 4배의 over-sampling을 가정하였다.

PAPR의 CCDF(complementary cumulative distribution function)의 이론적인 값은 다음과 같다.  $N$ 이 충분히 크다면 변조된 신호는 중심극한정리(central limit theorem)에 의해  $x(t)$ 의 실수부와 허수부는 모두 가우스 분포(Gaussian distribution)를 가지며, 각각의 평균은 0이고 분산은 1/2이 된다. 따라서, OFDM 신호의 크기는 레일레이 분포(Rayleigh distribution)를 가지며 전력 분포는 자유도가 2이고 평균이 0인 중심 chi-square 분포가 된다. OFDM 심볼당 최대전력에 대한 확률밀도함수(CDF: cumulative distribution function)는 샘플이 상호 무상관 관계를 가진다고 가

정하면 over-sampling을 하지 않은 경우 PAPR이 어떤 임계값(threshold)보다 작을 확률은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_o) = (1 - \exp(-PAPR_o))^N \quad (3)$$

Over-sampling을 하였을 경우 (6)은 더 이상 성립하지 않는데, 과도 샘플링을 한  $N$ 개의 부분송파에 대한 분포를 과도 샘플링을 하지 않은  $M$ 개의 부분송파에 대한 분포로 근사화 할 수 있다고 가정한다. 이때  $M$ 는 1보다 크다. 그러면 PAPR의 분포는 다음과 같이 주어진다.

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_o) = (1 - \exp(-PAPR_o))^{oN} \quad (4)$$

OFDM 신호의 PAPR에 대한 CCDF(complementary cumulative distribution function)는 다음과 같이 표현된다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_o) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^{oN} \quad (5)$$

일반적으로 과도 샘플링을 한 OFDM 신호에 대해서  $M=2.8$ 이 적당하다고 알려져 있다. 실제로 과도 샘플링을 하지 않은 나이퀴스트 샘플링(Nyquist sampling)한 값들은 OFDM신호를 만들기에 충분하지 않다. 그래서 이 샘플들을 가지고 PAPR을 구하는 것은 오류가 있다. 또한, 과도 샘플링을 하지 않았기 때문에 이 샘플들이 디지털-아날로그 변환기(DAC: digital-to-analog converter)를 통과할 때 커다란 에일리어싱(aliasing)이 발생된다. 또한 HPA에 입력되는 기저대역 복소 신호  $x(t)$ 는

$$x(t) = r(t)e^{j\varphi(t)} \quad (6)$$

HPA의 비선형 특성에 의해 왜곡된 HPA 출력 신호  $y(t)$ 는 다음과 같다.

$$y(t) = F_A[r(t)] e^{j[\varphi(t) + F_p[r(t)]]} \quad (7)$$

여기에서  $F_A[r(t)]$ ,  $F_p[r(t)]$ 은 비선형 HPA의 AM/AM(amplitude/amplitude)과 AM/PM(amplitude/phase) 변환 특성이다. 본 논문에서는 Saleh의 비메모리 TWTA(traveling-wave tube amplifier) 모델과 SSPA(solid state power amplifier) 모델을 사용하였다. TWTA 모델은 AM/AM과 AM/PM 변환이 발생되고, SSPA 모델은 AM/AM 변환 특성만이 존재하게 된다<sup>[11],[12]</sup>.

TWTA 모델의 AM/AM과 AM/PM변환 특성은 다음 식과 같이 주어진다.

$$F_A[r(t)] = A_{sat}^2 \frac{r(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2}$$

$$F_P[r(t)] = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{r^2(t)}{r^2(t) + A_{sat}^2} \quad (8)$$

여기에서  $A_{sat}$ 는 증폭기 입력의 포화전압을 의미한다.

그리고 SSPA 모델의 AM/AM과 AM/PM변환 특성은

$$F_A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}$$

$$F_P[r(t)] = 0 \quad (9)$$

여기에서  $A_0$ 는 출력의 최대 진폭이다.  $p$ 는 HPA의 transition smoothness를 결정하는 상수이다.

HPA에서 발생하는 비선형 왜곡은 증폭기의 backoff에 따라 동작점이 변화하게 되므로 이에 영향을 받는다. 따라서 IBO(input backoff)와 OBO(output backoff)는 다음과 같이 정의한다.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,IN}}{P_{IN}} [dB]$$

$$OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,OUT}}{P_{OUT}} [dB] \quad (10)$$

여기에서  $P_{IN}$ 은 HPA 입력 신호의 평균 전력이고,  $P_{OUT}$ 은 HPA 출력신호의 평균 전력을 의미한다.  $P_{0,OUT}$ 은 최대 출력 전력(포화 전력)이고  $P_{0,IN}$ 은 최대 출력 전력에 부합하는 입력 전력이다. 증폭기의 동작점이 선형영역에서 동작하도록 높은 backoff를 사용함으로써 비선형 특성에 의한 영향을 감소시킬 수 있다. 하지만 HPA의 전력 손실을 야기시킨다.

### III. 제안한 DSI방식

직/병렬 변환부는 순차적인 입력 데이터  $D$ 를  $L$ 개로 병렬 변환하여 출력한다. 그리고 직/병렬 변환부 출력에는  $M$ 개의 더미(dummy) 시퀀스가 삽입되어 IFFT의 크기가  $N$ 이 된다. 즉,  $N$ 은  $L$ 과  $M$ 의 합이다. 더미 시퀀스 삽입부는 zero padding하지 않고 적당한

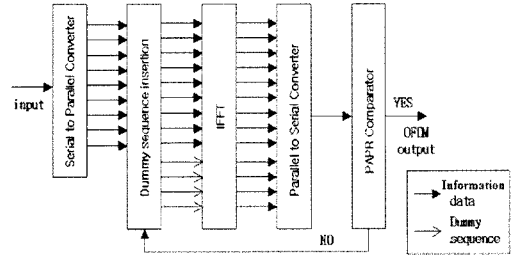


그림 2. 제안한 DSI의 구성도  
Fig. 2. Proposed DSI block diagram.

형태의 더미 시퀀스를 할당하여 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻는다. 본 논문에서 사용되는 더미 시퀀스는 낮은 PAPR을 가지도록 하는 상관 시퀀스(correlation sequence), 상보 시퀀스(complementary sequence)와 flipping 방식을 함께 사용한다. 역고속푸리에 변환부는 정보와 더미 시퀀스의 입력을 역고속푸리에 변환하고, 병/직렬 변환하여 시간 영역의 파형을 출력한다. 마지막으로 PAPR 비교기는 역고속푸리에 변환부 출력 신호의 PAPR을 측정하여 시스템에서 설정된 PAPR의 임계치보다 낮으면 바로 송신하고, 반대로 PAPR의 임계치보다 높으면 더미 시퀀스 삽입부로 케환시켜 낮은 PAPR을 가지도록 한다. 따라서 입력 데이터가  $D = \{D_1, D_2, \dots, D_L\}$ 인 경우,  $M$ 개의 더미 시퀀스가 부가되어 전송 데이터 포맷을 이룬다.

그림 3, 4는 부가 정보를 전송하지 않는 DSI 방식의 송신 데이터 블록이다. 그림 3은 complementary 시퀀스를 사용하는 경우의 데이터 블록도이고 그림 4는 correlation 값을 dummy sequence로 사용할 경우에 대한 데이터 블록도이다. 이 경우에는 송신 데이터 부분을  $M$ 개의 서브 블록으로 나눈 후 각각의 서브 블록의 첫 번째 데이터를 탐색한 후 그 값과 상관도가 적은 값을 선택하여 전송한다. 하지만 이 경우 PAPR이 임계치보다 높을 경우 다시 케환하여 flipping 방식을 사용해 임계치보다 낮은 OFDM 블록을

		$X$ IFFT Input	
		Divided data $D$	Dummy bit
1	2	...	$L$ 1 ... $M$

그림 3. 송신기 데이터 블록  
Fig. 3. Data block in the transmitter.

X IFFT Input									
Divided data <b>D</b>								Dummy bit	
1	...	$\frac{L}{M}$	$\frac{L}{M}+1$	...	$\frac{2L}{M}$	...	$\frac{M-L}{M}+1$	L	1 ... M
$D^{(1)}$		$D^{(2)}$		...		$D^{(M)}$		Dummy bit	

그림 4. Correlation sequence를 삽입하기 위한 송신기 데이터 블록

Fig. 4. Data block in the transmitter for correlation sequence.

전송한다.

Method 1은 complementary 특성의 dummy sequence를 삽입하는 경우이다. complementary 특성의 dummy sequence는 Golay sequence로 다음과 같은 특징을 갖는다. 이 sequence는 한 쌍의 유한길이의 시퀀스가 있을 때, 0이 아닌 모든 지연 이동에 대해 시퀀스 사이의 비주기 자기상관함수의 합이 0을 갖는다. 즉, 길이 L인 AN, BN 시퀀스 쌍이 있다면, 아래와 같은 조건을 만족한다.

$$R_{A_L}(l) + R_{B_L}(l) = 2L\delta_l \tag{1}$$

여기서,  $R_{X_L}(l)$ 은  $X_L=[x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]$ 의 비주기 자기상관함수이며 다음과 같이 정의된다.

$$R_{X_L}(l) = \sum_{i=0}^{L-1-l} x_i x_{i+l}^* \tag{2}$$

여기서, '\*'는 복소공액이며,  $\delta_l$ 은 다음과 같이 정의되는 Dirac 델타 함수이다.

$$\delta_l = \begin{cases} 1, & \text{for } l = 0, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{3}$$

위의 방식에 따라 생성된 첫번째 dummy sequence를 삽입해 PAPR을 계산한 후 임계치에 비해 작을 경우에는 전송, 클 경우에는 궤환하여 다른 complementary 특성의 dummy sequence를 삽입하게 된다. Method 2~4는 flipping 기법을 공통적으로 사용한다. Method 2는 dummy sequence의 초기값이 각 하부 블록의 데이터에 대한 자기 상관 특성을 연산하여 이것의 역을 dummy sequence로 삽입하는 경우이다. 예를 들어 BPSK일 경우에 첫번째 데이터 블록의 첫번째 값이 '1' 이라고 하면 '-1'의 값을 '-1'이면 '1'을 선택하여 전송한다. 더미 시퀀스를 더하여 IFFT

이후에 PAPR이 임계치보다 큰 경우에는 처음의 하부 블록 분할부로 궤환하여 각 dummy 비트들을 flipping 방식을 사용하여 PAPR이 저감하도록 한다. Method 3은 더미 시퀀스 초기값이 '0'으로, Method 4는 더미 시퀀스 초기값이 '1'로 주어지는 경우이다. 그리고 이후의 나머지 과정은 Method 2와 동일하게 이루어진다. 이와 같이 PAPR 저감을 위해 더미 시퀀스의 값이 변화하게 되고, 이 정해진 크기의 더미 시퀀스는 PAPR 저감용으로만 사용되어진다. 따라서 송신단에서 별도의 부가 정보를 송신하고, 수신단에서 데이터 복조 시 더미시퀀스의 복원이 필요치 않게 된다. 또한 PTS나 SLM과 정보 데이터가 주어진 조건에 의해 위상회전을 하고, 이러한 위상 정보를 반드시 전송해야 한다. 또한 수신단에서는 이 역 과정을 통해 데이터를 복원하게 된다. 따라서 제안한 방식은 이러한 방식처럼 부가 정보의 복조, 그리고 이에 해당하는 데이터에 위상회전과정이 이루어지지 않기 때문에 계산량 및 복잡도가 감소하게 된다.

따라서 수신기에서는 dummy sequence 부분만을 제거하여 수신하면 된다. 따라서 전송 효율은 다음과 같이 고정된 값이다.

$$\text{전송효율 [\%]} = \frac{L}{L+M} \times 100 \tag{4}$$

V개의 서브 블록으로 나누어진 기존 PTS의 경우  $2^{V-1}$ 가지의 weighting factor 조합을 순차적으로 발생하여 반복 탐색하여 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터를 전송하기 때문에 PAPR 저감 성능은 우수하나 상당한 계산량과 처리 시간이 길어지는 단점이 있다. 따라서 제안한 방식은 처리 시간 단축을 위해 임계치(threshold) 기법을 적용하여 입력 신호에 대하여 첫 번째로 dummy sequence를 삽입한 경우 임계값보다 작으면 궤환 과정 없이 바로 전송한다. 그러나 높은 경우는 궤환하여 다른 dummy sequence를 삽입하여 IFFT 과정을 수행한 후 다시 PAPR을 계산하게 된다. 즉, 임계 설정을 함으로써 모든 경우에 대해 계산하는 경우보다 계산량과 처리 시간을 감소시킬 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션 및 검토

부가 정보를 전송하지 않는 방법의 PAPR 저감 성

능을 분석한다. BPSK 변조방식을 사용하였다. 그리고 IFFT 전체 부반송파의 수가 64이고 더미시퀀스의 부반송파수가 8, 16인 경우에 대하여 결과 분석을 하였다. 그리고 그림 5, 6은 PAPR 임계값을 9 dB로 설정하였을 경우 네 가지 방식에 대한 CCDF이다. 그림들의 결과로부터 DSI 방식을 사용하지 않는 OFDM 방식에 비해 약 2 dB 이상의 PAPR 감소 성능이 있다. 그리고, complementary 특성을 사용하는 경우가 그 밖의 것보다 우수한 PAPR 저감 성능을 얻는다. 각각의 그림에서 "Theory"는 DSI 방식을 사용하지 않는 OFDM방식의 CCDF이다. 그림 5는  $L=56$ ,  $M=8$ 인 경우 CCDF 곡선을 나타내고 그림 6은  $L=48$ ,  $M=16$ 인 경우의 CCDF 곡선을 나타낸다. 참고문헌 [15]의 partial block 수가 3이고 phase factor 수가 4인 PTS 방식을 사용했을 경우와 비교한다.  $10^{-3}$ 에서 DSI 방식 중 상보 시퀀스를 사용한 경우 약 9 dB, PTS의 경우 약 8 dB로 약 1 dB 성능이 좋지 않다. 그리고 식 (14)로부터 전송 효율은 각각 87.5 %, 75 %이다.

그리고 그림 7, 8은 Method 1을 사용했을 경우 임

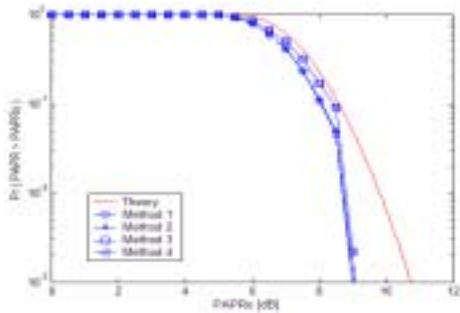


그림 5.  $L=56$ ,  $M=8$ 인 경우의 CCDF  
Fig. 5. CCDF when  $L=56$ ,  $M=8$ .

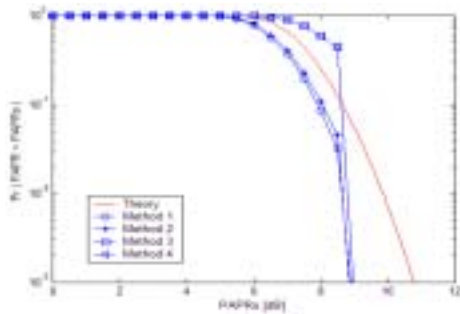


그림 6.  $L=48$ ,  $M=16$ 인 경우의 CCDF  
Fig. 6. CCDF when  $L=48$ ,  $M=16$ .

계값(threshold value) 설정에 따른 CCDF이다. 여기에서 PAPR 임계 값이 5~8일 때 거의 같다. 그림 9는 Method 1을 사용한 경우의 반복 탐색 횟수를 나타낸다. 위의 그림 7, 8과 그림 9의 결과로부터 PAPR threshold가 작아질수록 PAPR 저감 성능은 우수하지만 반복 탐색 횟수가 증가함을 알 수 있다. 또한 더미시퀀스가 증가하면 PAPR저감 성능은 우수하지만 임계값이 9 dB 이상일 경우에는 유사한 저감성능을 갖는 것을 알 수 있다. 또한 그림 7~9로부터  $L=48$ ,  $M=16$ 일 때, 가장 효과적이고 고속 PAPR 저감을 하기 위해 PAPR 임계값을 8 dB로 설정할 수 있다.

그림 10에서는 AWGN 채널을 경우한 경우, 제안한 방식의 BER 특성이다. 부반송파의 수  $N=64$ 이고, sub-block이 8개인 PTS 방식의 BER 특성과 비교하였다. 그리고 부가 정보 에러가 발생하는 기존의 PTS 방식보다 약 2 dB의 성능 개선이 이루어진다. 또한 제안한 방식은 더미 시퀀스를 직접적으로 삽입할 수 있기 때문에 일반적인 OFDM에 쉽게 적용할 수 있

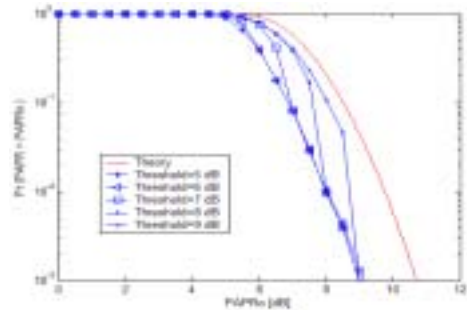


그림 7.  $L=56$ ,  $M=8$ 일 때, 임계값에 따른 CCDF  
Fig. 7. CCDF of several PAPR thresholds, when  $L=56$ ,  $M=8$ .

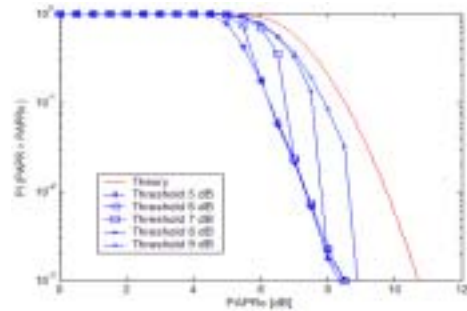


그림 8.  $L=48$ ,  $M=16$ 일 때, 임계값에 따른 CCDF  
Fig. 8. CCDF of several PAPR thresholds, when  $L=48$ ,  $M=16$ .

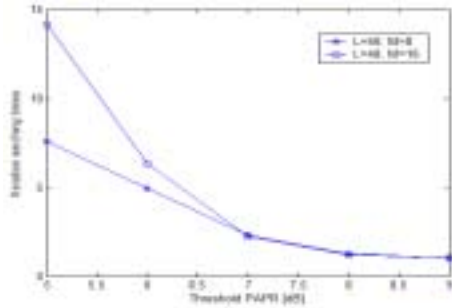


그림 9. PAPR threshold에 따른 반복 탐색 횟수  
Fig. 9. Iteration search time v.s. PAPR threshold.

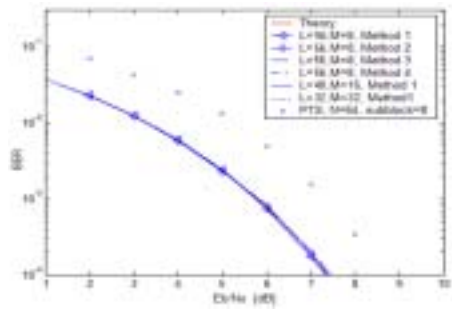


그림 10. 비선형 HPA가 없는 상황에서 BER 성능  
Fig. 10. BER performance without nonlinear HPA.

다. 따라서 DSI 방식의 수신기는 PTS와 달리 간단히 구현 가능하다.

그리고 그림 11은 TWTA 비선형 증폭기를 통과함으로써 발생된 비선형 왜곡이 존재할 경우의 AWGN 채널 환경에서의 BER 성능을 보여준다. 그리고 그림 12는 SSPA 비선형 왜곡 영향을 받은 BER 성능을 보여준다. 여기에서 ‘Theory’는 DSI 방식을 사용하지 않은 OFDM 신호가 선형 증폭기를 통과했을 경우 IBO에 따른 BER이다. 그리고 ‘without DSI’는 DSI의 PAPR 저감 방식을 사용하지 않는 OFDM이 비선형 왜곡의 영향을 받은 것을 나타낸다. 결과로부터 DSI 방식을 사용하지 않은 OFDM과 DSI 방식을 사용하고 IBO가 0 dB 인 경우의 BER을 비교해 봤을 때, TWTA 경우 약 2 dB, SSPA 경우 약 3 dB의 성능 개선이 이루어졌음을 확인할 수 있다. 그리고 TWTA의 경우 1 dB 정도 성능 개선이 덜 이루어지는 이유는 TWTA의 경우 진폭뿐만 아니라 위상에 변화가 발생하기 때문이다.

그림 13은 일반적인 OFDM 신호의 스펙트럼이고,

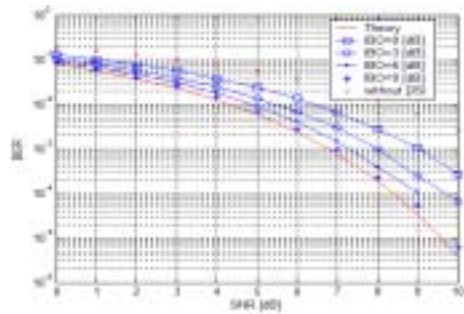


그림 11. 비선형 왜곡이 존재할 때의 BER 성능(Method 1, L=48, M=16, TWTA 모델)  
Fig. 11. BER performance with nonlinear distortion (Method 1, L=48, M=16), TWTA model.

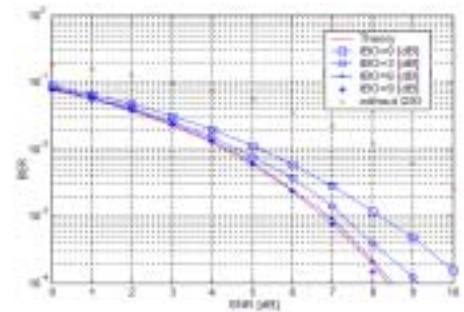


그림 12. 비선형 왜곡이 존재할 때의 BER 성능(Method 1, L=48, M=16, SSPA 모델)  
Fig. 12. BER performance with nonlinear distortion (Method 1, L=48, M=16), SSPA model.

그림 14는 페이딩 채널을 통과하여 왜곡된 OFDM 신호의 스펙트럼을 보여준다. 이 그림들로부터 페이딩 채널에 의해 out-of-band 및 in-band distortion이 발생한 것을 확인할 수 있다. 그리고 그림 14에서는 TWTA 특성의 HPA에 의한 비선형 왜곡과 페이딩 채널 상황의 BER 성능을 보여준다. 그림 15에서 general OFDM은 HPA를 고려하지 않고 페이딩 채널만을 고려했을 경우의 BER이다. 그림에서와 같이  $10^{-3}$  BER 기준에서 BPSK 변조 방식을 사용한 경우 약 25 dB의 SNR이 필요한 것에 비해 OFDM 방식은 약 6.5 dB로 AWGN 채널과 유사한 값으로 18.5 dB의 성능 이득이 있다. 그러나 HPA의 비선형 왜곡으로 인해 성능이 나빠지다 AWGN 채널과 마찬가지로 IBO를 하면 성능이 개선된다.

## V. 결 론

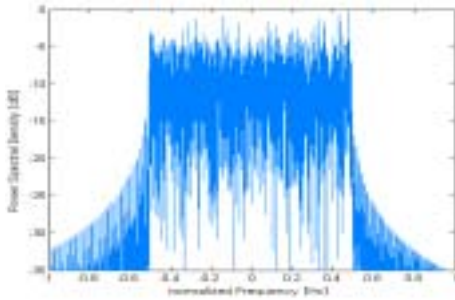


그림 13. OFDM 신호의 스펙트럼  
Fig. 13. Spectrum of the OFDM signal.

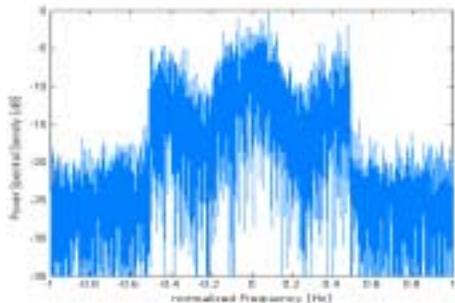


그림 14. 페이딩 채널에 의해 왜곡된 OFDM 신호의 스펙트럼  
Fig. 14. Spectrum of the distorted OFDM signal by fading channel.

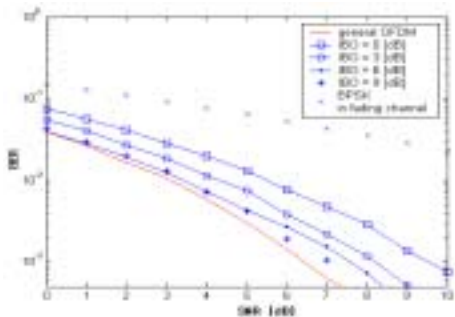


그림 15. 페이딩 채널에서의 BER  
Fig. 15. BER in the fading channel.

부가 정보를 전송하지 않는 DSI 방식은 처리 시간 단축을 위해 임계치(threshold) 기법을 적용한다. 이는 모든 입력 신호에 대하여 PAPR을 저감 기법을 적용하지 않고, 대부분의 낮은 PAPR을 가지는 신호는 바로 전송하고 높은 PAPR을 가지는 신호에 대해 PAPR 저감 기법을 적용하므로 처리 시간 및 계산량을 줄일 수 있다. 본 논문에서 Method 1~4를 비교하

여봄으로써 각각의 방식 중에서 Method 1이 가장 우수한 PAPR 저감 성능을 갖는 것을 확인할 수 있었다. 그리고 비선형 왜곡에 대한 분석을 하여 저감 기법을 사용하지 않은 경우보다 TWTA가 존재할 때 약 2 dB, SSPA의 경우 약 3 dB의 성능 개선이 이루어짐을 확인하였다. 따라서 기존의 PTS, SLM 그리고 블록코딩방식보다 대역 효율 및 BER 성능 그리고 복잡도면에서 우수한 특성을 갖기 때문에 수신부의 복잡도가 적게 요구되는 이동 방송 시스템에 적절하게 사용되어질 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] X. Li, L. J. Cimini Jr., "Effects of clipping on the performance of OFDM with transmitter diversity", in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conferences*, vol. 3, pp. 1634-1638, May 1997.
- [2] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, "Minimization of the Peak-to-Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding", *Proc. of IEEE VTC '95*, Chicago, pp. 825-829, Jul. 1995.
- [3] H. Ochiai, H. Imai, "Block Coding scheme Based on Complementary Sequences for Multicarrier Signals", *IEICE Trans. on Fundamentals*, pp. 2136-2143, Nov. 1997.
- [4] A. D. S Jayalath, C. Tellambura and H. Wu, "A reduced complexity PTS and new phase sequence for SLM to reduce PAP of an OFDM signal", *IEEE VTC 2000*, vol. 3, pp. 1914-1917, 2000.
- [5] L. J. Cimini, N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences", *IEEE Communications Letters*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [6] L. J. Cimini, N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences With Embedded Side Information", *IEEE GLOBECOM '00*, vol. 2, pp. 746-750, 2000.
- [7] A. D. S Jayalath, C. Tellambura, "Adaptive PTS approach for reduction of peak-to-average power ratio of OFDM signal", *IEE Electronics Letters*,



vol. 36, pp. 1226-1228, Jul. 2000.

[8] C. Tellambura, "Phase optimization criterion for reducing peak-to-average power ratio of an OFDM signal", *IEE Electronic Letters*, vol. 34, pp. 169-170, Jan. 1998.

[9] J. Aldis, M. Althoff and R. Van Nee, "Physical Layer Architecture and Performance in the WAND User Trial System", *ACTS Mobile Summit '97*, Proceedings, Oct. 1997.

[10] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, 1981.

[11] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK-OFDM-signal for a digital sound broadcasting system", in *Proc. 2<sup>nd</sup> European Conf. Satellite Communications*, Liege, Belgium, vol. ESA-SP-332, pp. 179-184, Oct. 22-24, 1991.

[12] Giovanni Santella, Franco Mazzenga, "A Hybrid

Analytical-Simulation Procedure for Performance Evaluation in M-QAM-OFDM Schemes in Presence of Nonlinear Distortions", *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 47, no. 1, Feb. 1998.

[13] K. Bruninghaus, H. Rohling, "Multi-carrier spread spectrum and its relation to single carrier transmission", in *Proc. Of the IEEE VTC '98. Ottawa, Canada*, 1998.

[14] D. Galda, H. Rohling, "A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink systems", in *Proc. Of the IEEE VTC 2002*, vol. 4, pp. 1737-1741, May 2002.

[15] G. Hill, M. Faulkner and J. Singh, "Cyclic shifting and time inversion of partial transmit sequences to reduce the peak-to-average power ratio in OFDM", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 1256-1259, Sep. 2000.

이 재 은



2002년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 (공학사)  
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] CDMA 통신, 무선 LAN 시스템, OFDM 통신시스템 등

정 영 호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)  
 1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2001년 9월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정  
 1994년 3월~현재: 한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀 선임연구원  
 [주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동통신시스템, 디지털신호처리

유 흥 균



1988년 2월~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
 2002년 3월~현재: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장  
 [주 관심분야] 디지털 통신공학, 이동/위성 통신시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

함 영 권



1980년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1996년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)  
 1984년 3월~현재: 한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀장  
 [주 관심분야] 디지털 이동통신, 디지털 방송