

# 부분전송열과 전치왜곡방법을 이용한 전력효율 직교주파수분할 다중화 시스템

정회원 권 오 주\*, 하 영 호\*\*

## Power Efficient OFDM System Using PTS and Pre-distorter Method

Oh-Ju Kwon\*, Yeong-Ho Ha\*\* *Regular Members*

### 요 약

OFDM 시스템은 다중 캐리어를 사용하므로 높은 최대전력 대 평균전력 비를 유발하여 고출력증폭기(HPA) 출력 단에서 비선형 왜곡을 발생시킨다. 비선형 왜곡을 감소시키는 다양한 전치왜곡방법이 있으나, 이러한 방법들은 송신신호 성상도(constellation)의 격자개수가 클 경우 시스템 효율이 저하된다. 본 논문에서는 격자개수가 클 경우에 발생하는 시스템 효율저하를 개선하기위해 낮은 PAPR을 제공하는 부분전송열(PTS) 방식과 구현이 용이한 LUT 기반 전치왜곡기를 결합한 방식을 제안하고 그 성능을 분석하였다. OFDM 신호의 확률적 특성을 이용한 임계치를 PTS 방식에 도입하고, 전치왜곡기의 LUT에 2I 분할 보간 방법을 적용함으로써 성능열화 없이 계산량을 감소시켰다. 실험결과 16-QAM에서 LUT크기 8, 부분블록 크기 4를 적용하였을 때 12dB정도의 back-off(BO)이득이 향상되었으며, 64-QAM에서 LUT크기 16, 부분블록 크기 4일 때 14dB정도의 BO이득이 개선됨을 확인하였다.

### ABSTRACT

Many pre-distortion methods reduced high PAPR in the OFDM(Orthogonal Frequency Division Modulation) to low PAPR. However, OFDM system inefficiency is increased when the size of constellation is large such as 64-QAM. This paper proposes and evaluates LUT based pre-distorter combined with PTS method to reduce OFDM system inefficiency, which was increased by large size of constellation. Threshold calculated from the probability characteristics of the OFDM signal and 2I partition interpolation reduce computational complexity of the proposed method without performance degradation. As a result, it is shown that the proposed method using LUT size 8 with subblock size 4 reduced nearly 12dB BO in 16-QAM and LUT size 16 with subblock size 4 reduced nearly 14dB BO in 64-QAM.

### I. 서 론

다중 반송파를 이용하는 직교 주파수 분할 다중화(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식은 다중경로 페이딩 채널환경에서 성능이 우수하고 주파수 이용효율이 높으며 고속의 데이터 전송이 가능하므로 유럽 DAB(Digital Audio Broadcasting)의 표준방식으로 채택되었고, 고속의 데이터를 적으로부터 보호하며 전송하기 위해 광대역 확산이 요구되는 군 통신에도 다중반송파 전송

방식이 연구되고 있다.<sup>[1-3]</sup>

OFDM방식은 단일 반송파 방식에 비해 주파수 왜곡과 비선형 왜곡에 민감하여, 역푸리에 변환(IFFT : Inverse Fast Fourier Transform)을 통과한 신호의 크기가 동일 위상인 경우 높은 최대전력 대 평균전력비(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)를 유발하므로 고출력증폭기 (HPA : High Power Amplifier)을 통과 할 때 증폭기의 비선형 특성으로 인하여 채널간 간섭, 혼변조와 같은 심각한 비선형 왜곡을 발생시킨다. 고출력증폭기의 동작점을 선형

\* 국방과학연구소 위성통신 연구실(koj@add.re.kr),  
논문번호 : 020085-0222, 접수일자 : 2002년 4월 22일

\*\* 경북대학교 전자전기공학부

영역으로 백오프(BO: Back-Off)시켜 비선형특성을 감소시킬 수 있으나, 이러한 방법은 송신신호의 출력감소를 발생시켜 시스템 성능저하, 채널 페이딩 마진 감소 등의 원인이 된다.<sup>[4]</sup> 따라서, 고출력증폭기의 백오프를 최소화하면서 OFDM의 PAPR을 효율적으로 개선하여 비선형 왜곡을 개선하는 방식들이 연구되어왔다.

비선형 왜곡을 감소하는 방법은 고출력증폭기에 의해 발생하는 비선형 왜곡의 양만큼 고출력증폭기의 입력전단에서 신호를 미리 왜곡시켜 고출력증폭기 특성을 선형화하는 전치왜곡방법(pre-distortion)과 비선형 왜곡의 직접적인 원인인 높은 PAPR을 감소시키는 방법이 있다.<sup>[5-9]</sup> 전치왜곡방법 중에서 Look-Up Table(LUT)을 이용한 방법은 구현이 용이하고 성능이 우수한 것으로 알려져 있으나, 성상도(constellation)의 격자개수가 많을 경우에는 격자간에 상호간섭이 발생하여 전치왜곡기를 통과할 때 비선형 왜곡이 증가된다. 격자개수가 많은 경우 백오프량을 증가시켜 비선형 왜곡을 감소시킬 수 있으나, 이와 같은 경우에는 출력신호를 효율적으로 사용할 수 없다. 백오프량을 증가시키는 대신에 LUT의 크기를 증가시켜 비선형 왜곡을 감소시킬 수 있으나, LUT크기가 큰 경우 시간이 지남에 따라 변하는 고출력증폭기의 특성을 LUT에 신속히 반영할 수 없다.

따라서, 본 논문은 부분전송열(PTS : Partial Transmit Sequences) 방법을 LUT 기반 전치왜곡기에 결합하여 백오프량을 최소화하면서 비선형 왜곡을 감소시키는 방법을 제안하며, 제안방법의 성능을 기존의 clipping방법 및 전치왜곡기를 이용한 방법과 비교 분석한다. 그리고, 전치왜곡기와 PTS 방식을 결합할 때 증가하는 계산량을 줄이기 위해 PTS 방식에서는 OFDM신호의 확률특성을 이용한 임계치를 적용하여 가중치인자(weighting factor)를 구한다. 전치왜곡 방법에서는 백오프와 LUT 크기를 줄이기 위해 LUT의 크기를 증가시키는 대신에 LUT에 계산량 증가가 없는 2l 분할보간 방법을 적용하여 전치 왜곡값을 구하고 LUT을 갱신한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 고출력증폭기를 고려한 OFDM 모델링 방법을 살펴보고, 3장에서는 PAPR로 인해 발생하는 기존의 비선형 왜곡 감소방법을 설명하며, 4장에서는 전치왜곡기에 PTS를 결합한 방법에 대해 설명한 후, 5장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안한 방법의 성능을 평가한다.

## II. 고출력 증폭기로 인한 비선형 특성

직교진폭변조(QAM)방식을 이용한 OFDM기저대역 시스템을 그림 1에 나타냈다. 송신 단에서 입력 비트들은 QAM 부호화기에 의해 심벌 길이가  $T_s$ 인  $N$ 개의 QAM 심벌로 변환된 후, 직/병렬변환기(S/P)를 거쳐 심벌 간격, 즉 주파수 간격이  $1/NT_s$ 인  $N$ 개의 부반송파로 배열되어 IFFT블록의 입력으로 들어간다. 소스 심벌들은  $N$ 개씩 블록화된 후, 블록길이  $T=NT_s$ 로 병렬화 된다. IFFT블록을 통과한 변조신호  $x(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j2\pi f_k t} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j2\pi k t / NT_s} \quad (1)$$

여기서  $d(k)=a(k)+j b(k)$  는 심벌의 성상도를 나타내는  $k$ 번째 QAM 변조된 신호이며,  $a(k)$ 는  $k$ 번째 심벌의 I 성분,  $b(k)$ 는 Q성분의 크기를 나타낸다.

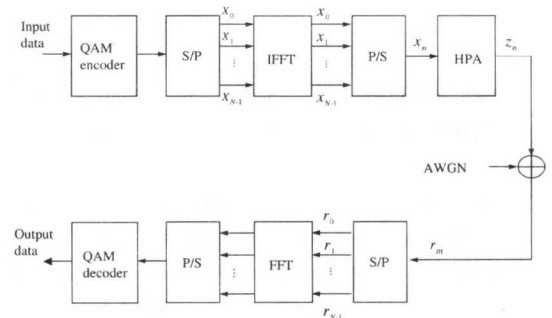


그림 1. OFDM 기저대역 시스템 블록도

부반송파간의 주파수 간격이  $1/NT_s$ 일 때 부반송파는 서로 직교성이 있으므로  $k$ 번째 반송파  $f_k=k/NT_s$ ,  $f_k t = nk/N$ 이 된다.  $x(t)$ 를  $t=nT_s$ 간격으로 표본화 신호  $x(nT_s)$ 는 식 (2)과 같다.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j2\pi k n / N} = \rho_n e^{j\theta_n} \quad (2)$$

여기서  $\rho_n, \theta_n$ 은 입력신호의 크기 및 위상을 나타낸다. IFFT블록을 통과한 변조신호  $x(n)$ 은 TWTA와 같은 고출력증폭기에 의해 증폭되어 전송되므로 일반적으로 사용되는 식 (3)과 같은 Saleh 모델을 이

용하여 고출력증폭기를 모델링한다. 고출력증폭기는 AM/AM 및 AM/PM 특성 각각에 대해 독립적으로 표현된다.<sup>[10]</sup>

$$A(\rho_n) = \frac{1.9638\rho_n}{1 + 0.9945\rho_n^2}, \quad \Phi(\rho_n) = \frac{2.5294\rho_n^2}{1 + 2.8168\rho_n^2} \quad (3)$$

여기서,  $A(\rho_n)$ 는 AM/AM 특성,  $\Phi(\rho_n)$ 은 AM/PM 특성을 나타낸다. 고출력증폭기로 인해 발생하는 비선형 왜곡을 감소시키는 방법으로 비선형 왜곡을 발생시키는 높은 PAPR을 감소시키는 PTS 방식과 고출력증폭기의 전단에 전치왜곡기를 결합하여 고출력증폭기의 특성을 선형화 하므로 비선형 왜곡을 감소시키는 전치왜곡방법이 있다.

### III. PAPR로 인한 비선형왜곡 감소기법

#### 1. PTS 방법

PTS방식은 그림2와 같이 부대역신호  $X$ 를 서로 중복되지 않는 다수의 부분블록으로 분할하고, 부분블록 별로 IFFT를 수행한 후, 크기가 1이고 위상차가 180도인 가중치인자  $b_l, l=0,1,\dots,M-1$ 를 각 부분블록에 곱하여 부분블록들을 합한 신호의 PAPR이 최소가 되도록 가중치인자를 조정하는 방법이다.<sup>[8]</sup>

가중치인자를 포함한 주파수영역의 전송신호는 식 (4)과 같이 표현된다.

$$\hat{X} = \sum_{l=0}^{M-1} b_l \cdot X_l \quad b_l = e^{j\theta^l} \quad (4)$$

여기서  $X_l$ 는  $l$ 번째 부분블록에 할당된 신호 벡터이고,  $\theta^l$ 는 가중치인자의 위상이다.  $\hat{X}$ 을 역푸리에 변환한 신호  $x$ 는 다음과 같다.

$$x = IFFT \left\{ \sum_{l=0}^{M-1} b_l \cdot X_l \right\} = \sum_{l=0}^{M-1} b_l \cdot IFFT \{X_l\} = |x|e^{j\theta} \quad (5)$$

식(5)에서 부분블록수와 가중치인자를 적절히 조합하므로 변조신호의 PAPR을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. PAPR을 최소화하는 가중치인자를 찾는 방법은 복잡한 수치해석 문제이므로 PTS방식은 부분블록개수의 조합으로 발생하는 모든 경우의 수를 고려하여 최소 PAPR이 되는 가중치인자를 구한다. PTS방법은 최적의 가중치인자를 구하기 위해  $2^{M-1}$ 의 계산량이 요구되므로 부분블록 개수  $M$ 의 개수가

증가함에 따라 계산량이 기하급수적으로 증가한다.

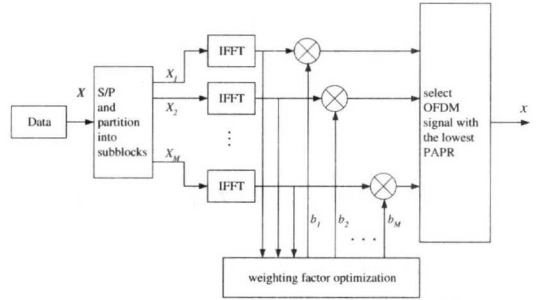


그림 2. PTS 방식

#### 2. LUT 기반 전치왜곡방법

변조된 OFDM 신호  $x_n$ 가 고출력증폭기를 통과하면 출력신호  $z_n$ 는 비선형 왜곡으로 인하여 입력신호  $x_n$ 와 선형적으로 비례하여 증가하지않는다. 따라서, 일반적으로 고출력증폭기의 입출력신호가 선형적으로 비례하도록 고출력증폭기 전단에 전치왜곡기  $T(\cdot)$ 를 삽입한다(그림 3). 전치왜곡기는 구현이 용이한 LUT을 일반적으로 사용되며, LUT은 입력신호 크기, 고출력증폭기의 AM/AM 특성 및 AM/PM 특성으로 구성되어있다.<sup>[11]</sup>

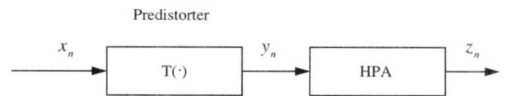


그림 3. 전치왜곡보상 개략도

##### 2.1 전치왜곡 이득 및 위상

고출력증폭기의 역함수를 AM/AM, AM/PM 각각에 대해 독립적으로 구할 수 있으므로  $T(\cdot)$ 을 전치왜곡이득  $p_n$ 과 전치왜곡위상  $\zeta_n$ 으로 설정하여, 고출력증폭기 입출력 관계로부터  $p_n$ 과  $\zeta_n$ 을 구한다.

$$p_n = \frac{|y_n|}{|x_n|} \quad (6)$$

$$\zeta_n = AMPM_{|y_n|} \quad (7)$$

여기서,  $|x_n|$ 은 OFDM 신호의 크기이고  $|y_n|$ 은 AM/AM의 출력이  $|x_n|$ 일 때 요구되는 입력이다. 그리고  $\zeta_n$ 은 입력이  $|y_n|$ 일 때 AM/PM의 출력이다.

전치왜곡이득은 전치왜곡기의 입출력크기로부터 구할 수 있고, 전치왜곡위상은 AM/PM특성으로부터 구한다. 시간에 따라 변하는 고출력증폭기의 특성을



LUT에 반영하기위해 최소평균자승(LMS: Least Mean Square) 알고리즘을 AM/AM 및 AM/PM에 독립적으로 적용한다.  $|x_n|$ ,  $|y_n|$  및  $\zeta_n$ 를 정확히 구하기 위해서 LUT 엔트리 사이의 보간이 요구된다. 선형보간을 적용할 경우, 덧셈과 나눗셈의 사용이 요구되므로 계산량이 증가한다.

#### IV. LUT기반 전치왜곡기와 PTS 결합

##### 1. 전치왜곡기와 PTS를 결합한 시스템

전치왜곡기에 PTS 방식을 그림 4와 같이 결합한다. 입력 데이터를 QAM 신호로 매핑 한 후, IFFT 블록크기로 데이터를 병렬화 시킨다. 병렬화 된 데이터를 상호 직교성을 가지는  $M$ 개의 부분블록에 랜덤하게 할당한 후, 각 부분블록에 대해 IFFT를 수행한다. 부분블록들을 합한 신호의 PAPR이 주어진 임계치 이하의 조건을 만족하는 가중치 인자와 임계치를 구한다. 가중치 인자를  $M$ 개의 IFFT 부분블록 신호에 곱한 후, 부분블록들을 합하여 전치왜곡기의 입력신호  $x$ 를 구한다. 전치왜곡기를 통과한 신호  $y_n$ 는 식 (5~7)로부터 다음과 같다. 전치왜곡기를 구성하는 LUT의 양자화 오차를 줄이기 위해 2l 분할 보간을 적용한다.

$$y_n = |x_n| p_n e^{j(\theta_n + \zeta_n)} \tag{8}$$

고출력증폭기를 통과한 신호  $z_n$ 는 다음과 같다.

$$z_n = A(|x_n| p_n) e^{j(\phi(|x_n| p_n) + \theta_n + \zeta_n)} \tag{9}$$

AWGN 채널을 통과한 수신 데이터는 주어진 FFT 크기로 병렬화 된 후, FFT 단을 통과한다. FFT 신호와 송신 단에서 구한  $N$ 개의 가중치 인자를 곱하여 부분전송열 신호를 디코딩 한다.

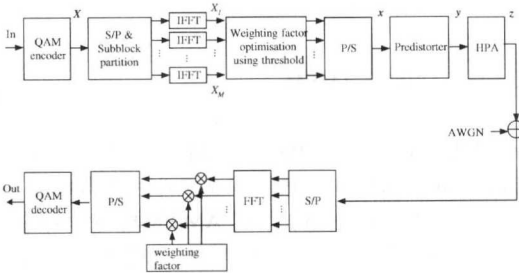


그림 4. PTS 와 전치왜곡기를 결합 OFDM시스템

PTS와 전치왜곡기를 결합할 경우 증가하는 계산량을 줄이기 위해 PTS 방법에 임계치를 도입하는 방법과 전치왜곡 방법에 2l 분할 보간법을 LUT에 적용하는 방법은 다음과 같다.

##### 2. 임계치를 적용한 PTS

PTS를 적용하여 낮은 PAPR을 가지는 OFDM 신호  $x_n$ 을 구하기 위해서는 최적의 가중치인자를 구하기 위해서는 계산량이 증가하므로 본 논문에서는 대부분의 OFDM신호는 낮은 PAPR 분포를 이루고 높은 PAPR을 가질 확률이 낮다는 확률적 특성을 이용하여 구한 임계치를 PTS에 결합함으로써 가중치인자를 구하는 계산량을 줄인다. 임계치를 구하기 위해  $N$  부분송파와  $M$  부분블록개수 일 때 PAPR이  $PAP_o$ 를 초과할 확률인 CCDF는 다음과 같다.

$$\Pr\{PAPR > PAP_o\} = (1 - (1 - e^{-PAP_o})^N)^M \tag{10}$$

부분송파개수, 부분블록개수 및 CCDF가 주어질 때 요구되는 임계치  $L$ 은 다음과 같다.

$$L = 10 \text{Log} (-\ln(1 - 10^{-\log(1 - 10^{-\log(PAP_o)})/M})/N) \tag{11}$$

여기서,  $p_n$ 는  $\Pr\{PAPR > PAP_o\}$ 이다. 0.1% CCDF를 만족하는 임계치  $L$ 은 식(11)으로부터 부분블록개수가 4일 때 8dB가 요구되고, 부분블록개수가 8일 때 7.5dB가 요구된다. 따라서, 0.1% CCDF를 만족하기 위해 부분블록개수 4, 8에 대해 임계치를 8dB, 7.5dB 이하로 설정한다.

##### 3. 2l 분할 보간 방법을 적용한 전치왜곡방법

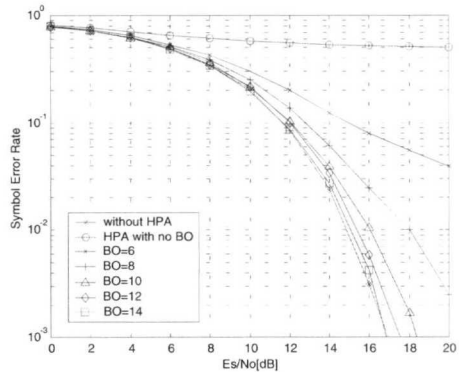
전치왜곡된 값을 구하고 LUT을 갱신하기위해 선형 보간을 적용할 경우, 곱셈과 나눗셈 연산이 요구되므로 하드웨어 측면에서 계산량이 증가한다. 따라서, 본 논문은 선형 보간과 최소근접 보간이 결합된 방법으로 비트 천이(shift)와 덧셈디바이스만으로 구현이 가능한 2l 분할 보간 방법을 적용하여 계산량을 감소시킨다. 2l 분할 보간 방법은 LUT의 한 개의 엔트리를 비트 천이(shift)와 덧셈 디바이스를 이용하여 2l개 엔트리로 분할하는 방법으로 신호지연만으로 계산량을 감소시킨다.

#### V. 실험결과

LUT기반 전치왜곡방법과 PTS방법을 OFDM 시스템에 적용하여 성능을 평가하였다. 직/병렬변환

기를 거쳐 16-QAM 혹은 64-QAM 심벌블록이 OFDM 변조기에 입력된 후, 128 포인트 IFFT를 통해 각 부채널로 변조된다. 변조된 신호가 전치왜곡기 및 고출력증폭기를 통과한 후, 비선형 왜곡의 영향만을 관찰하기 위해 다중경로 페이딩 영향을 무시한 AWGN 채널을 적용하였다. 과표본화율은 4 이상이면 정확한 PAPR을 구할 수 있으므로 4를 적용하였고, 부반송파 개수가 64개 이상이면 IFFT 변조신호특성이 가우시안 분포를 형성하므로 부반송파 수를 128로 정하였다. PTS에서 부분블록 분할 방법은 성능이 가장 우수한 랜덤 분할방법을 적용하였고, 부분블록 개수 1,4,8 일 때 LUT의 크기를 변화 시키면서 성능을 평가하였다. 전치왜곡기의 LUT에 2/분할 보간을 적용할 때 신호지연을 줄이기 위해 1을 2로 설정하였다. 일반적으로 음성은 SER  $10^{-3}$ 에서 청취가 가능하므로 성능평가의 기준으로 SER  $10^{-3}$ 을 선택하였다. 고출력증폭기에 BO값을 적용하였을 때의 성능, clipping 기법을 적용했을때의 성능, LUT을 이용한 전치왜곡기의 성능 및 제한한 전치왜곡기와 PTS를 결합한 시스템의 성능을 SER와 성장도 관점에서 비교/평가하였다.

그림 5은 고출력증폭기로 인해 발생된 비선형왜곡을 제거하기위해 요구되는 BO값을 구하기 위해 BO값을 2dB에서 12dB까지 변화시키면서 구한 SER성능. 그림이다. 그림 5(a)은 16-QAM일 때, HPA가 없을 경우, 즉 비선형 왜곡의 영향이 없을 경우, Es/No 11.5dB정도에서  $10^{-3}$  SER 성능을 나타내며, 비선형왜곡을 제거하기위해서는 12dB의 BO가 필요함을 보여준다. 그림 5(b)은 64-QAM일 때, HPA가 없을 경우, LUT크기에 대한 SER의 성능을 나타낸 것이다. HPA가 없을 경우, Es/No 16.8dB정도에서  $10^{-3}$  SER 성능을 나타내고, 비선형



(b) 64-QAM

그림 5. BO만을 적용할 경우 SER 성능비교

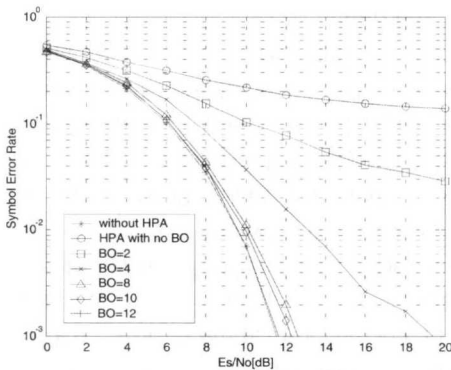
왜곡을 제거하기위해서는 14dB의 BO가 필요함을 보여준다.

그림 6은 HPA의 입력신호를 clipping했을 경우의 SER 성능을 나타낸다. IFFT최대출력크기로 정규화 된 IFFT출력크기가 clipping 값 이상이면 아래 식과 같이 clipping 값 A로 대체하였다.

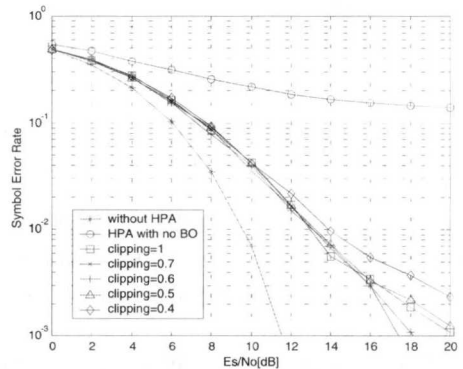
$$x_n = \begin{cases} a_n, & \text{if } a_n \leq A \\ A, & \text{if } a_n > A \end{cases} \quad (12)$$

여기서,  $a_n$ 는 정규화된 IFFT출력크기, A는 clipping 값이다. 그림 6은 clipping 값이 0.6일 때,  $10^{-3}$  SER에서 고출력증폭기가 없는 경우에 비해 대략 0.1-0.2dB 정도 성능연화가 되었으며, clipping을 적용함으로써 BO만을 적용한 방법보다 대략 0.5dB정도 성능이 향상됨을 나타낸다.

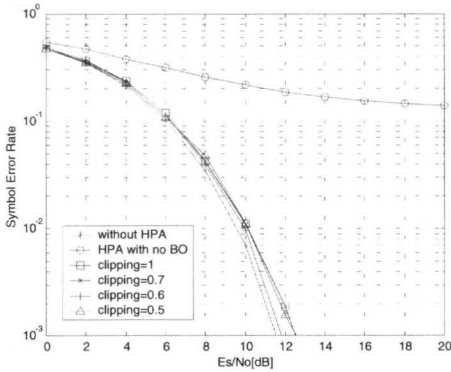
그림 7은 16-QAM과 64-QAM일 때 BO값을 고려하지않고 전치왜곡기만을 적용했을 경우, LUT크기에 대한 SER의 성능을 나타낸다. 그림 7(a)은



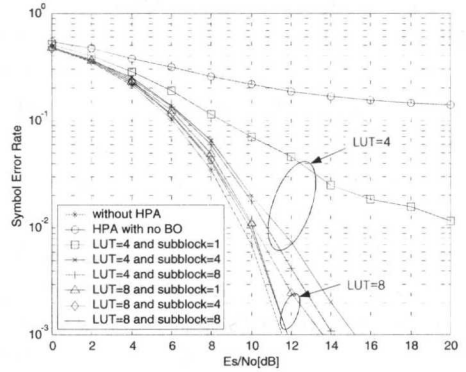
(a) 16-QAM



(a) 16-QAM

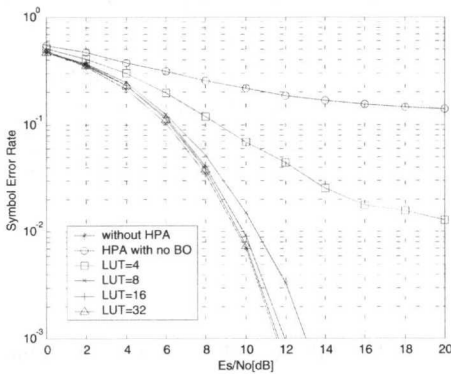


(b) 64-QAM

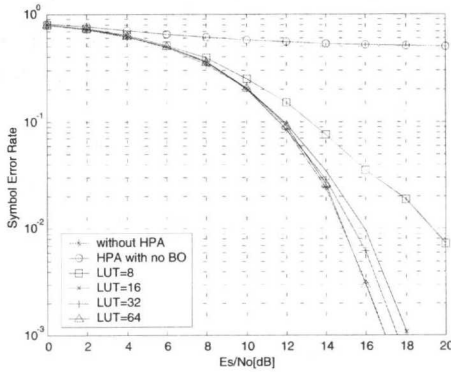


(a) 16-QAM

그림 6. Clipping을 적용할 경우의 SER 성능비교



(a) 16-QAM

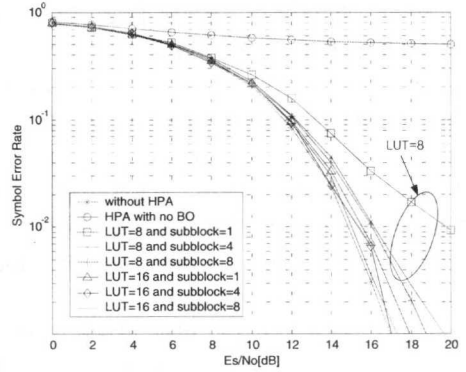


(b) 64-QAM

그림 7. 전치왜곡기만을 적용할 경우 SER 성능비교

16-QAM일 때, LUT크기 32에서 비선형왜곡이 발생하지 않음을 나타내고, 그림 7(b)은 64-QAM일 때, LUT크기 64에서 비선형왜곡을 대부분 제거되었음을 보여준다.

그림 8은 전치왜곡방법에 PTS방법을 결합했을 때의 SER 성능을 비교한 것이다. 임계치는 부분록



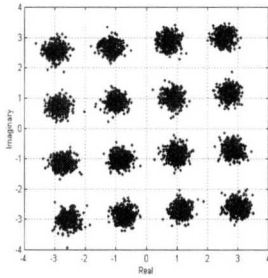
(b) 64-QAM

그림 8. 전치왜곡기와 PTS방법을 결합한 경우의 SER 성능비교

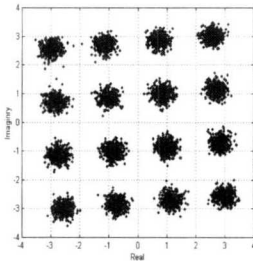
수가 4일 때 8dB, 부분록수가 8일 때 7.5dB로 설정하였다. 그림 8(a)는 LUT크기가 8일 때, PTS를 적용하지 않은 경우보다 부분록 4개의 PTS방법을 적용하였을 때  $10^{-3}$  SER에서 대략 2dB정도 성능이 향상되었다. 그림 8(b)는 LUT크기가 16일 때, PTS의 부분록개수가 4개인 경우  $10^{-3}$  SER에서 비선형 왜곡을 개선하였으며, 전치왜곡방법보다 1dB정도 성능을 향상시켰다.

그림 9은 4dB BO만 적용한 경우, 4dB BO와 clipping 방법을 동시에 적용한 경우, 전치왜곡방법만을 적용한 경우 및 전치왜곡기에 PTS방법을 적용한 경우일 때의 성능열화정도를 정상도로 나타낸 그림이다. 16-QAM변조방식,  $E_b/N_0$  20dB, FFT 크기 128 및 프레임수 50개의 환경에서 정상도를 구하였다. BO를 고려한 clipping값 0.7을 적용한 경우는 BO만을 적용한 경우보다 성능이 약간 향상되었고, LUT크기가 4인 전치왜곡기만을 적용했을 때 위상특성은 clipping방법보다 향상되었으나, 크기특성은 LUT의 양자화 오차로 인하여 성능이 clipping

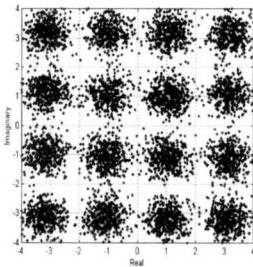




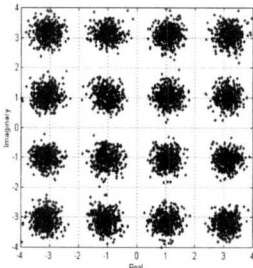
(a) 4dB BO를 적용한 경우



(b) 4dB BO와 clipping(=0.7)을 적용한 경우



(c) 전치왜곡기 LUT=4인 경우



(d) 전치왜곡기 LUT=4 와 부분블록개수 4 PTS 경우

그림 9. 성능도 비교(16-QAM)

방법보다 열화되었다. 그러나, LUT=4인 전치왜곡기에 PTS를 결합할 경우, 신호의 위상 및 크기성분이 향상되어 전치왜곡기를 적용한 경우보다 성능이 향상되었다.

## VI. 결 론

본 논문은 OFDM방식에서 발생하는 비선형 왜곡을 신속히 보상하기위해 LUT기반 전치왜곡기와 PTS를 결합한 방법을 제안하였다. OFDM 신호의 확률적 특성으로부터 계산한 임계치를 PTS 방식에 적용하고, 전치왜곡기의 LUT에 2l 분할 보간 방법을 적용함으로써 계산량 증가를 최소화하였다. 제안 시스템의 성능과 고출력증폭기에 BO값을 적용한 경우, clipping 기법을 적용한 경우 및 전치왜곡기만을 적용한 경우의 성능을 SER, 성장도 관점에서 비교/평가하였다. 실험결과 제안방법은 16-QAM 변조 방식에서 LUT크기 8일 때,  $10^{-3}$  SER에서 전치왜곡 방법보다 대략 2dB정도 성능을 개선하였고, BO만을 적용한 방법보다 12dB정도의 BO효과를 달성하였으며, 64-QAM 변조방식에서는 LUT크기 16일 때, 전치왜곡방법보다 1dB정도의 성능향상과 14dB 정도의 BO이득을 달성할 수 있었다. 제안한 방법은 16-QAM 및 64-QAM방식에 대해 비교적 작은 크기의 LUT에서도 비선형왜곡을 효과적으로 제거할 수 있음을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Richard van Nee, Ramjee Prasad, "OFDM Wireless Multimedia Communications," Artech House, pp.229-253, 2000
- [2] L. C. Cimini Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 33, No. 7, pp.665-675, Jul. 1985
- [3] IEEE 802.11, IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control and Physical Layer Specifications, Nov., 1997
- [4] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 37, No. 12, pp.1245-1253, Dec. 1989
- [5] G. Karam, H. Sari, "A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 39, No. 2, pp.336-344, Feb. 1991

[6] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An Adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 45, No. 10, pp.1167-1171, Oct. 1997

[7] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences," *Electron Lett.*, Vol. 33, No. 5, pp.368-369, Feb. 1997

[8] S. H. Muller and J. B. Huber, "A novel peak power reduction scheme for OFDM," *Proc. IEEE PIMRC'97, Helsinki, Finland*, pp.1090-1094, Feb. 1997

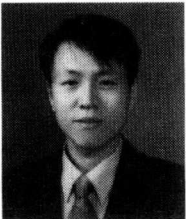
[9] L. J. Cimini Jr., "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 4, No. 3, pp.86-88, Mar. 2000

[10] A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifier," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-29, No. 11, pp.1715-1720, Nov.1981

[11] Dong-Seog Han and Taewon Hwang, "An adaptive pre-Distorter for the compensation of HPA nonlinearity," *IEEE Tran. on Broadcasting*, Vol. 46, No. 2, pp.152-157, June 2000

권 오 주(Oh-Ju Kwon)

정회원



1989년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 졸업

1993년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 석사

2002년 2월 : 경북대학교  
전자공학과 박사

1993년 3월~현재 : 국방과학연구소 선임연구원  
<주관심 분야> 위성통신, 다중반송파신호처리, 디지털통신신호처리

하 영 호(Yeong-Ho Ha)

정회원

한국통신학회 제 24권 6호 참조  
현재 : 경북대학교 전자전기공학부 교수