

MC-CDMA에서 PAPR 감소를 위한 복잡도가 감소된 부분전송열 기법과 비선형 고출력 증폭기에 의한 성능 분석

정희원 장군석*, 김수영*, 오덕길*, 김재명**

Complexity reduced partial transmit sequence for PAPR reduction and performance analysis with nonlinear high power amplifier in MC-CDMA

Kun-Seok Kang*, Soo-Young Kim*, Deock-Gil Oh*,
Jae-Moung Kim** *Regular Members*

요 약

직교 주파수분할다중화와 부호분할다중접속 방식이 결합된 형태인 다중반송파 부호분할다중접속은 이동 서비스에서 고속 데이터 전송의 필요성으로 인해 개인 무선 통신과 멀티미디어 통신 분야에서 많은 주목을 받고 있다. 다중반송파 부호분할다중접속 방식은 직교 주파수분할다중화와 부호분할다중접속 방식의 각각의 장점을 모두 가지게 되어 광대역의 고속 데이터를 다중 경로 환경에서 전송하는데 매우 유리하다. 그러나 직교 주파수분할다중화의 가장 큰 문제점인 침투전력 대 평균전력 비가 증가하는 단점 또한 나타난다. 본 논문에서는 침투전력 대 평균전력 비 감소를 위한 부분전송열 방식에서 복잡도를 감소시키기 위한 새로운 침투전력 최적화 기법을 제안하고 침투전력 대 평균전력 비 특성과 고출력 증폭기의 비선형 왜곡간의 관련성을 조사하기 위해 여러 방식의 부분전송열 방식이 적용된 다중반송파 부호분할다중접속 방식의 성능을 분석하였다. 모의 실험 결과 제안된 PTS의 침투전력 최적화 과정은 기존의 방식에 비해 25% 줄어든 복잡도에서 침투전력 대 평균전력비가 약 0.2~0.5dB 정도 추가 감소되는 것을 알 수 있었다.

key Words : MC-CDMA, PAPR, Nonlinear distortion, PTS

ABSTRACT

MC-CDMA(Multicarrier code division multiple access), which is based on a combination of OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) and CDMA(code division multiple access), has gained a lot of interests in wireless multimedia communications, as high speed data transmission is required for mobile services. MC-CDMA has many advantages for broadband high speed data transmission in multipath environment because it can offer both advantages of the CDMA and the OFDM. However, A high PAPR(peak to average power ratio) problem, which is a major drawback of OFDM, is also shown in the MC-CDMA. In this paper, we propose a new phase factor optimization scheme to reduce complexity in PTS(partial transmit sequence) to reduce PAPR. We also analyze the performance of the MC-CDMA with various PTS schemes to investigate the relations between PAPR characteristics and effect of nonlinear distortion of a high power amplifier. Our simulation results reveal that the proposed PTS scheme reduces PAPR about 0.2~0.5 dB even with 25% reduced- complexity compared to the conventional scheme.

* 한국전자통신연구원 전파방송연구소 (kanks@etri.re.kr),

** 인하대학교 정보통신대학원

논문번호 : 030039-0127, 접수일자 : 2003년 1월 27일

I. 서론

근래 들어 이동 사용자를 위한 고속 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라, 주파수 자원의 효율적인 이용과 더불어 이동 통신 환경에서 필연적으로 발생하는 다중 경로 페이딩 현상을 극복하고 고품질의 서비스를 고속으로 제공하기 위해 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)와 부호분할다중접속(code division multiple access; CDMA)방식이 결합된 형태인 다중반송파 부호분할다중접속(Multi-Carrier-CDMA; MC-CDMA) 방식이 많은 관심을 받고 있다. MC-CDMA는 OFDM과 CDMA 방식이 가지는 각각의 장점을 모두 가지게 되어 다중 경로 페이딩과 같은 이동 통신 환경에서 광대역의 고속 데이터를 전송하는데 매우 유리하다 [1]-[5]

그러나 다중 반송파 변조 신호의 진폭은 부반송파의 수가 증가함에 따라 중앙극한정리(central limit theorem)에 의하여 복소 가우시안 확률분포를 가지게 되어 레일리(Rayleigh) 분포를 나타내게 된다. 따라서 다중 반송파 방식으로 변조된 전송 신호의 첨두전력 대 평균전력 비(peak to average power ratio; PAPR)가 매우 커지게 되며, 출력단의 TWTA(travelling wave tube amplifier)와 같은 고출력 증폭기(high power amplifier; HPA)의 비선형 특성에 의해 크게 왜곡 될 수 있다. 일반적으로 다중 반송파 신호는 HPA와 같은 비선형 장치에 의한 신호 왜곡을 피하기 위해 매우 높은 출력백오프(output back-off; OBO)값을 필요로 한다. 이러한 HPA의 비선형성에 의한 왜곡은 선왜곡장치(predistor; PD)를 통하여 어느 정도 완화시킬 수 있으나 근본적으로 왜곡을 방지할 수는 없다[6]-[8]. 따라서 MC-CDMA와 같은 다중 반송파 신호의 PAPR을 감소시키기 위한 방식은 필수적으로 요구된다.

본 논문에서는 MC-CDMA 시스템에서 적절히 적용될 수 있는 PAPR 감소 기법인 부분전송열(partial transmit sequence; PTS) 방식[9]-[11]에서 복잡도를 감소시킬 수 있는 새로운 첨두전력 최적화 기법을 제안하고, 제안된 PTS 방식에 의한 MC-CDMA 시스템의 PAPR 특성을 분석한다. 또한 PTS에 의한 PAPR 감소가 HPA의 비선형 특성과 함께 시스템에 미치는 영향을 분석하기 위해

PTS가 적용된 MC-CDMA 시스템의 비트오율(bit error rate; BER)을 TWTA 모델을 이용하여 AWGN(additive white Gaussian noise) 채널에서 분석하였다. 이와 더불어 선왜곡장치에 의한 성능을 분석함으로써 향후 MC-CDMA 시스템에서 PAPR 감소 기법을 통해 특정 BER을 만족하기 위한 PAPR 성능 요구치를 추정하는 데 도움이 될 수 있도록 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 MC-CDMA 시스템의 구성과 PAPR 감소기법인 PTS에 대하여 간략히 살펴보고, HPA 모델과 이의 비선형 효과, 그리고 선왜곡 기법을 살펴본다. 3장에서는 PTS에서 첨두전력 최적화 과정의 복잡도를 감소시키기 위한 제안된 위상 값별 순차적 최적화에 의한 PTS 방식을 설명한다. 4장에서는 2장의 HPA 모델을 사용하여 MC-CDMA의 비선형 왜곡에 의한 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하고 제안된 PTS 방식에 의한 비선형 왜곡 특성을 분석하였다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. MC-CDMA와 비선형 왜곡

MC-CDMA 시스템에서 각 사용자는 자신에게 할당된 L 차 직교부호를 사용하여 데이터 심볼을 L 개의 칩으로 확산하고 확산된 데이터 심볼을 M 개 단위로 묶어서 ML 개의 칩을 $N=ML$ 개의 부반송파(subcarrier)에 각각 실어 전송하게 된다. 이러한 MC-CDMA의 전송기 블록도를 그림 1에 나타내었다.

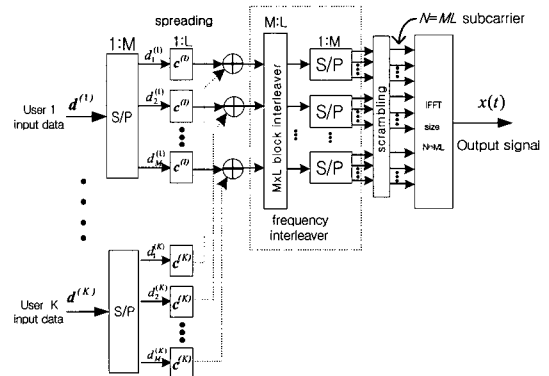


그림 1. MC-CDMA 전송기 블록도
Fig. 1. Block diagram of the MC-CDMA transmitter

그림 1에서 k 번째 사용자의 입력 데이터를 $\mathbf{d}^{(k)} = \{d_1^{(k)}, d_2^{(k)}, \dots, d_M^{(k)}\}$ 로 나타내고, 여기서 M

은 한 사용자에게 대한 병렬 전송 데이터의 수를 나타낸다. 사용자의 입력 데이터는 직병렬 변환을 거쳐 동일한 L 차의 확산 부호, $\mathbf{c}^{(k)} = \{c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_L^{(k)}\}$ 에 의해 확산되어 지고, 동일한 방식으로 확산된 전체 K 명의 사용자 신호가 더해지게 된다. 다음으로 주파수 다이버시티 효과를 위해 주파수 영역에서 인터리빙이 수행되며 인터리빙된 신호는 다시 직병렬 변환을 거쳐 스크램블링이 수행되고 N 개의 부분송파에 실려 전송되어지게 된다. 이러한 MC-CDMA 출력 신호는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K a_m^{(k)} c_l^{(k)} e^{j2\pi(M \cdot (l-1) + (m-1))t/T} \quad (1)$$

식 (1)과 같이 발생된 MC-CDMA 신호의 진폭은 그림 1의 역이산 푸리에 변환(inverse discrete Fourier transform; IDFT) 과정에 의해 부분송파의 수가 일정 수 이상인 경우(일반적으로 $N \geq 64$) 중앙 극한 정리에 따라서 복소 가우시안 분포를 가지게 된다. 이러한 IDFT에 의해 발생된 신호는 매우 큰 첨두치를 가질 수 있으며 따라서 MC-CDMA는 PAPR이 매우 커지는 단점을 가지게 된다. 일반적으로 PAPR은 식 (2)와 같이 정의된다.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} \{|x(t)|^2\}}{E\{|x(t)|^2\}} \quad (2)$$

식 (2)에서 분자항은 신호의 첨두전력 값을 나타내고 분모항은 신호의 평균전력을 나타낸다. 신호의 PAPR이 높게 나타날 경우 출력단 HPA의 비선형 특성에 의해 왜곡이 발생하게 되며 이는 시스템 성능 저하의 주된 요인이 된다.

HPA는 일반적으로 비선형 특성을 지니며 비메모리 장치로 모델링 할 수 있다. 신호의 크기가 $r(t)$ 이고 위상이 $\phi(t)$ 인 HPA의 복소 입력 신호를 $x(t) = r(t) \cdot e^{-j\phi(t)}$ 라고 할 때, 이에 따른 증폭기의 출력 신호는 다음의 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = R(t) \cdot e^{-j\theta(t)} \quad (3)$$

$R(t) = f(r(t))$ 는 입력 신호와 출력 신호간의 AM/AM(진폭/진폭)변환에 대한 비선형 함수를 나

타내고, $\theta(t) = g(\phi(t))$ 는 입력 신호와 출력 신호간의 AM/PM(진폭/위상)변환에 의한 위상 변화를 나타낸다. TWTA에 대한 비선형 왜곡은 식 (4)과 같이 모델링 될 수 있다^[12].

$$R(t) = \frac{2 \cdot r(t)}{1 + r^2(t)}, \quad \theta(t) = \phi(t) + \frac{\pi}{3} \frac{r^2(t)}{1 + r^2(t)} \quad (4)$$

식 (4)에 나타난 TWTA의 비선형 특성 곡선은 그림 2와 같이 나타난다.

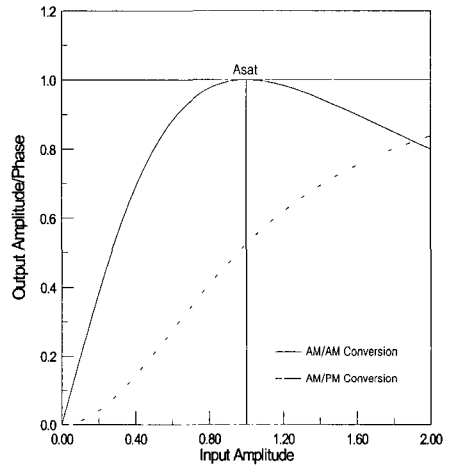


그림 2. TWTA의 비선형 특성
Fig. 2. Nonlinear characteristics of TWTA

이러한 HPA의 비선형 특성에 의한 신호 왜곡은 입력백오프(input back-off; IBO)와 OBO 값에 큰 영향을 받게 된다. IBO와 OBO는 다음의 식 (5)과 같이 정의된다.

$$IBO = \frac{P_{in}}{P_{sat}}, \quad OBO = \frac{P_{sat}}{P_{out}} \quad (5)$$

$P_{sat} = A_{sat}^2$ 으로 포화(saturation) 상태의 전력 값을 나타내고, $P_{in} = E\{|x(t)|^2\}$ 은 입력 신호의 평균 전력 값을, 그리고 $P_{out} = E\{|y(t)|^2\}$ 는 출력 신호의 평균전력 값을 나타낸다. 낮은 OBO 값은 증폭기의 동작점을 포화영역에 가깝게 하기 때문에 증폭기의 효율은 좋아지지만, 증폭기의 출력 신호는 크게 왜곡되게 된다. 반대로 높은 OBO값의 경우는 증폭기의 동작이 선형 영역에서 이루어지게 되어 신호의 왜곡은 줄어들게 되지만 증폭기의 효율이 떨어지게 된다.

III. PTS에 의한 PAPR 감소

1. 기존 PTS에 의한 첨두전력 최적화 과정

PTS 방식은 부반송파의 수와 변조 방식에 제약을 받지 않고 효과적으로 PAPR을 감소시킬 수 있다. PTS 방식은 먼저 전체 부반송파에 할당된 신호 벡터 \mathbf{X} 를 서로 중복되지 않는 S 개의 부분블럭(subblock)으로 분할하고, 크기가 1인 복소 위상계수(phase factor), $b(s)$, $s=0, \dots, S-1$ 를 정의하여 다음의 식 (6)과 같이 새로운 신호 벡터를 구한다.

$$\mathbf{X} = \sum_{s=0}^{S-1} b^{(s)} \cdot \mathbf{X}^{(s)}, \quad b^{(s)} = \exp\{j\phi^{(s)}\}, \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{X}^{(s)}$ 는 s 번째 부분블럭에 할당된 신호 벡터를 나타내고, $\phi^{(s)}$ 는 위상계수의 위상 값을 나타낸다.

\mathbf{X} 의 변조된 신호 벡터 $\hat{\mathbf{x}}$ 는 역 푸리에변환의 선형성(linearity)을 이용하여 다음의 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \text{IDFT}\left\{\sum_{s=0}^{S-1} b^{(s)} \cdot \mathbf{X}^{(s)}\right\} = \sum_{s=0}^{S-1} b^{(s)} \cdot \text{IDFT}\{\mathbf{X}^{(s)}\}, \quad (7)$$

여기서 첨두전력이 가장 작아지는 위상계수의 구성을 선택함으로써 전송되는 신호의 첨두전력 값을 최적화 할 수 있다. 이 때의 위상계수를 $\tilde{b}(s)$ 로 나타내면 최적화된 전송 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{x}} = \sum_{s=0}^{S-1} \tilde{b}^{(s)} \cdot \mathbf{x}^{(s)}. \quad (8)$$

PTS는 그림 1의 MC-CDMA 블록도의 IDFT 블록에 그림 3과 같은 PTS 모델을 적용함으로써 MC-CDMA에 사용되어 질 수 있다.

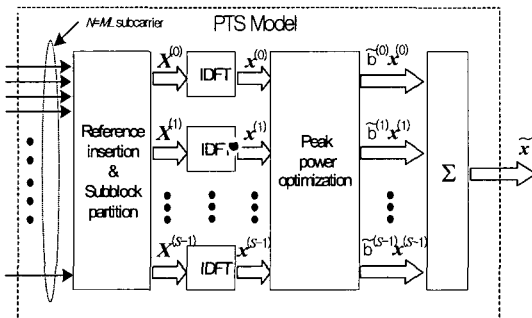


그림 3. MC-CDMA에서 PTS 블록도
Fig. 3. Block diagram of the PTS in the MC-CDMA

그림 3의 첨두전력 최적화(peak value optimization) 과정은 각각의 이산 푸리에변환에 의해 생성된 시간 영역의 부분블럭 신호를 위상 값을 변화시켜가며 최소의 PAPR을 만족하는 위상계수의 조합을 찾는 과정이다. 이 때 최소 PAPR값을 나타내는 위상계수의 조합은 추가정보(side information)로 전송하거나, 각 부분블럭에서 첫 번째 할당된 부반송파의 신호를 기준 신호로 정하여 수신단에서는 기준 신호의 위상 변화를 참조하여 각 부분블럭의 위상계수를 구할 수 있다. 이러한 첨두전력 최적화 과정에서 부분블럭의 수를 N_s , 위상계수의 수를 N_R 이라고 할 때 가능한 모든 위상 값의 조합 수는 $N_R^{N_s-1}$ 이 되어 최적화 과정의 복잡도는 N_R 과 N_s 의 지수 승에 비례해 크게 증가하게 된다.

2. 기존의 복잡도 감소를 위한 부분블럭별 순차적 최적화 과정

따라서, 앞서 언급한 바와 같이 PTS는 최소의 PAPR을 나타내는 위상계수의 조합을 찾기 위한 첨두전력 최적화 과정의 복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 이러한 첨두전력 최적화 과정의 복잡도를 감소시키기 위해 부분블럭별 순차적 최적화 과정이 제안되었다^[13]. 부분블럭별 순차적 최적화 과정은 각 부분블럭별로 순차적으로 최소 첨두전력을 나타내는 위상 값을 선택하여 더 이상 변화시키지 않고 고정하는 방식이다. 예를 들면 $\{\pm 1, \pm j\}$ 인 4개의 위상 값을 사용하고, 부분블럭의 수가 4일 때, 먼저 모든 부분블럭의 위상 값을 +1로 설정하여 첨두전력을 계산한다. 그리고 첫 번째 부분블럭의 위상 값을 차례대로 -1, +j, -j로 바꿔가며 첨두전력을 계산한 뒤 먼저 계산된 첨두전력 값 보다 크면 이전의 위상 값을 유지하고 먼저 계산된 PAPR보다 작다면 첫 번째 부분블럭의 위상 값을 현재 위상 값으로 바꾸는 방식이다. 그리고 두 번째 부분블럭의 위상계수도 같은 방식으로 그리고 나머지 부분블럭에 대해서도 같은 과정을 반복한다. 본 논문에서는 부분블럭별 순차적 최적화에 의한 PTS를 C-PTS라 표기하기로 하며 이를 정리하면 다음과 같다.

- 각 부분블럭에 대한 IDFT를 수행한다.
- 각 부분블럭의 IDFT 값에 대한 위상 값을 모두 +1로 한 뒤 첨두전력을 계산한다.
- 첫 번째 부분블럭에 대해서 위상 값을 차례로 -1, +j, -j로 하여 첨두전력을 계산한다.
- c과정과 b과정의 첨두전력 중 가장 작은 첨두전력을 나타내는 위상 값으로 첫 번째 부분블럭

의 위상계수를 고정한다.

- e. 두 번째 부블럭에 대해서 위상 값을 차례로 $-1, +j, -j$ 로 하여 첨두전력을 계산한다.
- f. e과정과 이전의 첨두전력 중 가장 낮은 첨두전력을 가지는 위상 값으로 두 번째 부블럭의 위상계수를 고정한다.
- g. 나머지 부블럭에 대해서 같은 과정을 반복한다.

따라서 기존의 PTS에서는 N_R^{NS-1} 번의 위상 값 변화에 의한 첨두전력 계산을 수행하는 반면 C-PTS에서는 $N_S(N_R-1)$ 번의 첨두전력 계산 과정을 수행한다. 따라서 부블럭의 수가 증가할수록 복잡도의 차이가 더욱 커지게 된다. 하지만 PTS 기법의 PAPR이 위상계수에 의한 최적화 된 PAPR 값인 반면 C-PTS의 PAPR값은 최적화 된 값으로 볼 수 없다. 따라서 PAPR 감소 성능에서 상당한 차이를 나타낸다.

2. 제안된 위상 값의 순차적 최적화 과정

기존의 복잡도 감소를 위한 C-PTS에서는 현재 위상계수를 설정하는 한 부블럭을 제외한 나머지 부블럭의 위상 값이 고정되어 있으므로 한 부블럭의 위상 값의 변화에 따른 첨두전력의 변화의 폭이 제한되게 된다. 본 논문에서 제안하는 위상 값의 순차적 적용에 의한 최적화는 하나의 위상 값에 대해 차례로 각각의 부블럭에 적용해가며 첨두전력이 낮은 위상 값을 고정하는 방식이다. 예를 들어 $\{\pm 1, \pm j\}$ 인 4개의 위상 값을 사용하고, 부블럭의 수가 4일 때, 먼저 모든 부블럭의 위상 값을 +1로 하여 첨두전력을 계산한다. 그리고 각 부블럭의 위상계수를 차례대로 -1로 바꿔가며 첨두전력을 계산한 뒤 이전 계산된 첨두전력 값 보다 크면 이전의 위상 값을 유지하고 먼저 계산된 PAPR보다 작다면 위상 값을 현재 위상 값으로 바꾸는 방식이다. 그리고 다음 위상 값 $+j, -j$ 에 대하여 같은 과정을 반복한다. 본 논문에서는 위상 값별 순차적 최적화에 의한 PTS를 P-PTS라 표기하기로 하며 이를 정리하면 다음과 같다.

- a. 각 부블럭에 대한 IDFT를 수행한다.
- b. 각 부블럭의 IDFT 값에 대한 위상 값을 +1로 한 뒤 첨두전력을 계산한다.
- c. 첫 번째 부블럭에 대해서 위상 값을 -1로 하여 첨두전력을 계산한다.
- d. c과정의 첨두전력이 2번에 비해 작은 값일 경우 첫 번째 부블럭의 위상 값을 -1로 큰 값일

경우 +1로 고정한다.

- e. 두 번째 부블럭에 대해서 위상 값을 -1로 하여 첨두전력을 계산한다.
- f. e과정의 첨두전력이 이전 첨두전력에 비해 작은 값일 경우 두 번째 부블럭의 위상 값을 -1로 큰 값일 경우 +1로 고정한다.
- g. 나머지 부블럭에 대해서 같은 과정을 반복한다.
- h. 첫 번째 부블럭의 위상 값을 +j로 하여 첨두전력을 계산한다.
- i. h과정의 첨두전력이 이전의 첨두전력에 비해 작은 값일 경우 첫 번째 부블럭의 위상 값을 +j로, 큰 값일 경우 기존의 값을 유지한다.
- j. 두 번째 부블럭에 대해서 위상 값을 +j로 하여 첨두전력을 계산한다.
- k. j과정의 첨두전력이 이전의 첨두전력에 비해 작은 값일 경우 두 번째 부블럭의 위상 값을 +j로, 큰 값일 경우 기존의 값을 유지한다.
- l. 나머지 부블럭에 대해서 위상 값 +j에 대한 최적화 과정을 수행한다.
- m. 같은 방법으로 -j에 대한 최적화 과정을 수행한다.
- n. 위상 값의 수가 4 이상인 경우 나머지 위상 값에 대해서 차례로 최적화 과정을 수행한다.

이러한 방식의 P-PTS에 있어서 복잡도는 C-PTS와 동일하게 나타난다. 각 위상 값에 대해서 S번의 첨두전력 계산을 수행하며 위상 값이 +1인 경우를 제외한 나머지 위상 값에 대해 수행되기 때문에 $N_S(N_R-1)$ 번의 첨두전력 계산 과정을 수행한다. 그리고 부블럭의 수가 2인 경우와 위상계수의 수가 2인 경우는 C-PTS와 동일하게 됨을 알 수 있다. 제안된 P-PTS 방식은 기존의 방식과 달리 사용 가능한 위상 값의 적용순서에 따라 성능이 달라지게 된다. 만약 사용 가능한 위상 값이 $\{\pm 1, \pm j\}$ 이고 초기 모든 부블럭의 위상계수가 +1일 때 -1에 대한 최적화를 먼저 하는지 또는 +j에 대한 최적화를 먼저 수행하는지에 따라 성능이 달라지게 된다. 이는 이전에 적용된 위상 값들과 차이의 최소 값이 가장 큰 위상을 적용하는 것이 첨두전력의 변화에 더 큰 영향을 끼치게 되는 것이다. 따라서 위와 같이 4개의 위상 값을 사용하는 경우에 처음 +1을 적용했다면 다음으로 +1에서 위상 값의 차이가 가장 큰 -1을 그 다음으로는 +j 또는 -j 순서로 위상을 적용하는 것이다. 이와 같은 방법이 첨두전력 감소 성능이 우수하게 나타나는 것은 분명한 사실이다.

즉 이전에 적용된 위상 값들과 차이의 최소 값이 가장 큰 위상 값을 적용하는 것이 보다 우수한 PAPR 감소성을 나타내게 된다. 이러한 방식을 다시 설명하면 적용 가능한 위상 값의 수를 R 개라고 할 때 전체 2π 를 위상 값의 수로 나눈 ($2\pi/R$)로 위상 값 0에서 2π 를 동일 간격으로 나누어 0에서부터 차례로 번호를 붙인 뒤 2진수로 표현하고 이 2진수의 비트역전 값의 순서가 위상 값의 적용 순서가 되는 것이다. 그림 4에 위상 값의 수가 8일 때 위상 값의 적용 순서를 설명하기 위한 예를 나타내었다.

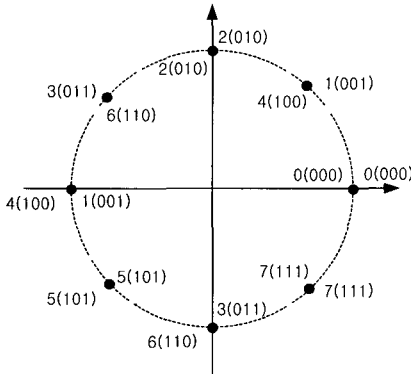


그림 4. 위상 값의 적용 순서
Fig. 4. The order of phase value

그림 4에서 0(000)에서 위상 값의 적용이 시작된다면 이전에 적용된 위상 값들과 차이의 최소 값이 가장 큰 위상 순서에 따라 나열하면 0(000)→4(100)→2(010)→6(110)→1(001)→... 순으로 나타나며 이는 비트 역전에 의한 순서를 나타낸다. 그림 4의 왼 바깥쪽의 숫자는 0에서부터 차례로 번호를 붙인 수를 나타내고, 왼 안쪽의 숫자는 비트 역전에 의해 결정되어진 해당 위상 값의 적용 순서를 나타낸다.

IV. MC-CDMA의 PAPR 특성 및 비선형 왜곡 분석

MC-CDMA 시스템에서 PTS의 적용에 의한 PAPR 특성 및 TWTA의 비선형 왜곡에 의한 성능 분석을 위해 모의 실험을 수행하였다. 출력단의 HPA는 3장에 나타난 TWTA 모델을 사용하였으며, 비선형 왜곡 보상을 위한 선왜곡장치는 TWTA 특성 곡선의 이론적인 역함수를 사용하였다. 모의 실험을 수행하기 위한 MC-CDMA 신호 발생 파라미터들을 표 1에 나타내었고, 모의 실험에서 사용된 PTS 파라미터들은 표 2에 나타내었다.

표 1. 모의 실험에 사용된 MC-CDMA 파라미터
Table 1. MC-CDMA parameters for simulation

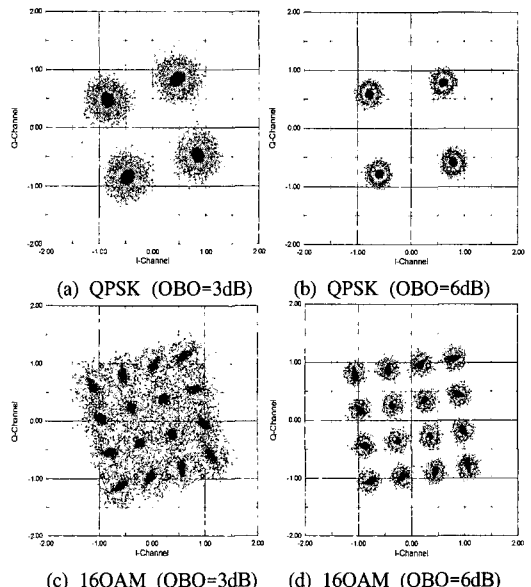
Modulation scheme	QPSK, 16QAM
Spreading sequence	Walsh Hadamard
Processing gain	16
symbol per frame (M)	4, 8, 16
Number of active user (K)	1~16
Number of subcarrier (N)	64, 128, 256
Scrambling code	Random code

표 2. 모의 실험에 사용된 PTS 파라미터
Table 2. PTS parameters for simulation

Type	PTS type	NS	NR	IDFT	Complexity
A	PTS	4	4	4	64
B	C-PTS	4	4	4	12
C	C-PTS	16	4	16	48
D	P-PTS	4	4	4	12
E	P-PTS	16	4	16	48

1. MC-CDMA의 비선형 왜곡에 의한 성능

TWTA의 비선형 특성으로 인한 MC-CDMA 시스템의 신호 왜곡을 알아보기 위해 모의 실험을 수행하여 신호 성장도의 변화를 분석하였다. 왈시(Walsh) 부호의 차수가 16이고 부반송파의 수가 128인 MC-CDMA 신호를 각 사용자 수에 따라 발생시켜 TWTA를 통과하고 수신단에서 수신되는 신호의 성장도를 그림 5에 나타내었다.

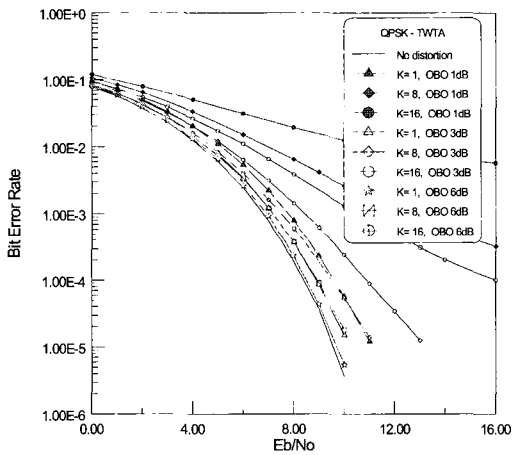


(c) 16QAM (OBO=3dB) (d) 16QAM (OBO=6dB)
그림 5. TWTA의 OBO 값에 따른 신호 성장도
Fig. 5. Signal constellation to OBO value of TWTA

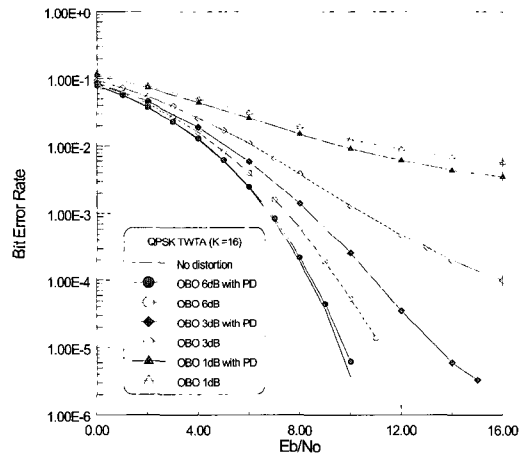
그림 5의 정상도에서 중심의 등근 원표시는 왜곡이 없는 경우의 수신 신호를 나타내고 가장 바깥쪽의 검은 점들은 MC-CDMA의 사용자가 16명일 때의 경우를, 그 안쪽의 회색 점들은 사용자의 수가 8명일 때의 경우를, 그리고 안쪽의 검은 점들은 사용자의 수가 1명일 때의 경우를 나타낸다. 사용자의 수가 증가하면 비선형 특성에 의한 왜곡 역시 커짐을 알 수 있으며 OBO 값이 낮을수록 왜곡이 심하게 나타남을 알 수 있다.

이러한 비선형 특성에 의한 신호의 왜곡이 시스템의 성능에 미치는 영향을 알아보기 위해 모의 실험을 통해 BER 성능을 분석하였다. 여기서 차수가 16인 왈시 부호를 사용하였고 부반송파의 수는 128로 하였다.

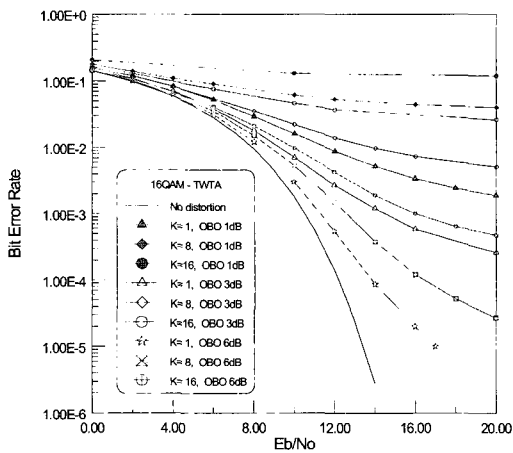
그림 6의 결과에서 MC-CDMA의 각 사용자 전력은 일정하게 하였고 AWGN채널에서 성능을 분석하였다. 16QAM의 경우가 비선형 왜곡에 의한 손실이 QPSK의 경우보다 더욱 심각하게 나타나며 사용자의 수가 증가할수록 그리고 OBO의 값이 낮을수록 성능 왜곡이 심각하게 나타남을 알 수 있다. 이러한 TWTA에 의한 비선형 왜곡은 선왜곡장치를 사용함으로써 완화시킬 수 있다. 본 논문에서는 TWTA의 특성 곡선의 역함수를 사용한 이상적인 선왜곡장치(ideal PD)를 사용하여 BER 성능을 분석하였다. 여기서 위의 경우와 동일하게 차수가 16인 왈시 부호를 사용하였고 부반송파의 수는 128로 하였다.



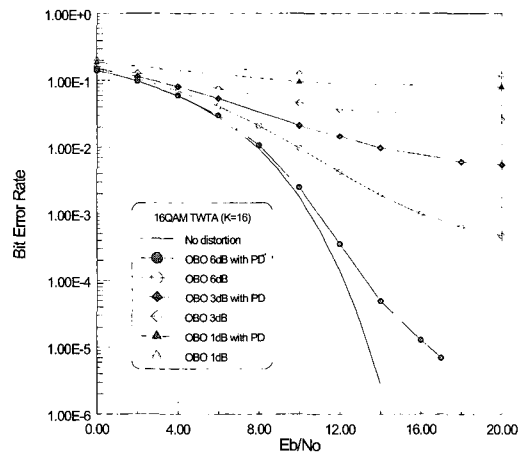
(a) QPSK



(a) QPSK (K =16)



(b) 16QAM



(b)16QAM (K =16)

그림 6. TWTA를 사용하는 경우 QPSK와 16QAM의 BER 성능
Fig. 6. BER performance of QPSK and 16QAM with a TWTA

그림 7. 이상적 선왜곡장치를 사용했을 때 QPSK와 16QAM의 BER 성능
Fig. 7. BER performance of QPSK and 16QAM with an ideal predistortor

그림 7에서 선왜곡장치를 사용하는 경우 BER 성능이 상당히 개선됨을 알 수 있다. 이는 선왜곡장치에 의해 위상 성분의 왜곡에 대한 보상과 함께 포화(saturation)영역 아래 부분의 비선형 영역에 대한 선형화 효과가 나타나기 때문이다. 선왜곡장치를 사용한 경우의 성능은 사용하지 않은 경우에 비해 QPSK의 경우보다 16QAM에서 보다 크게 나타나고 있다. 이는 상대적으로 16QAM의 경우가 TWTA에 의한 왜곡의 정도가 크기 때문이다.

그림 8은 차수가 64인 왈시 부호와 차수가 16인 왈시 부호를 사용한 경우의 성능을 비교하여 나타낸 것이다. 부반송파의 수는 두 경우 모두 128이고, OBO가 6dB인 TWTA와 선왜곡장치를 사용한 경우이다.

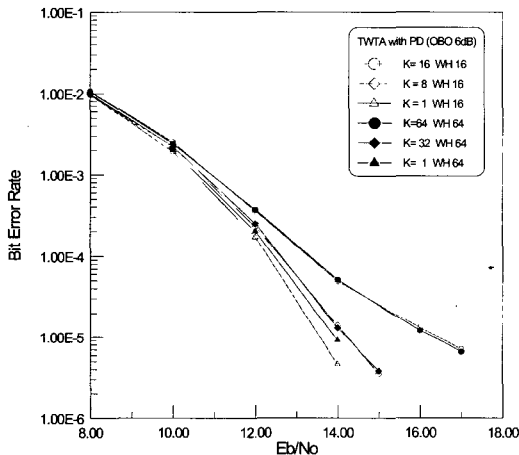


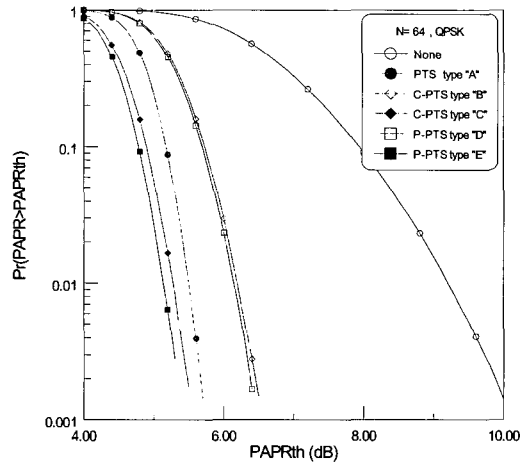
그림 8. 왈시 부호의 차수에 따른 BER 성능 (16QAM)
Fig. 8. BER performance by the length of Walsh codes (16QAM)

그림 8에서 부호의 차수와 상관없이 최대 사용자 (K=16)가 수용되었을 경우 성능이 거의 같음을 알 수 있으며 최대 사용자의 절반 정도가 수용되었을 경우에도 성능이 거의 동일함을 알 수 있다. 그러나 사용자가 1명일 때 두 경우 약간의 성능 차이가 발생할 수 있으며, 이는 병렬 전송 데이터 수가 각각 8 (왈시 부호의 차수가 16인 경우)과 2(왈시 부호의 차수가 64인 경우)로 차이가 발생하기 때문으로 여겨진다. 즉, 병렬 전송 데이터가 8인 경우에 비해 2인 경우에는 각 사용자 데이터 심볼이 2개만 발생되어 지므로 16QAM 성상도 상에서 바깥쪽의 크기가 큰 심볼만으로 이루어질 확률이 상대적으로 높고, 이 경우 상대적으로 비선형 장치에 의한 왜곡이 크게 나타날 수 있기 때문이다.

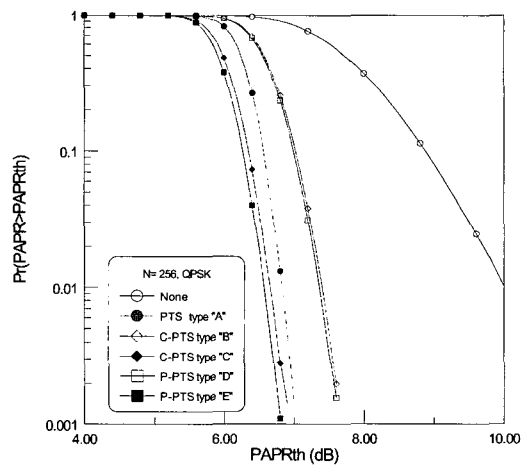
2. PTS에 의한 MC-CDMA의 성능 분석

표 1에 나타난 MC-CDMA 파라미터들과 표 2에 나타난 PTS 파라미터들을 사용하여 MC-CDMA 시스템의 PAPR을 분석하였다.

그림 9에 부반송파의 수가 64, 256이고, 변조 방식으로는 QPSK, 사용자의 수가 8명일 때 표 2에 나타난 각 PTS 방식별 PAPR 성능을 나타내었다.



(a) N = 64



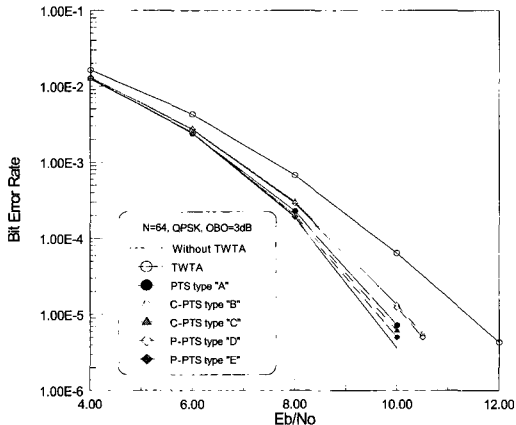
(b) N = 256

그림 9. MC-CDMA의 PAPR 성능(K=8, QPSK)
Fig. 9. PAPR performance of the MC-CDMA (K=8, QPSK)

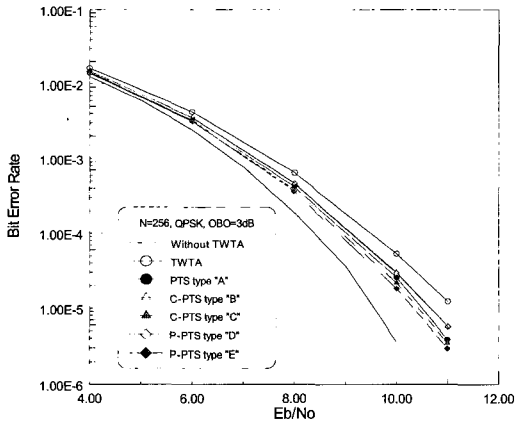
그림 9에서 제안된 P-PTS 방식은 기존의 PTS에 비해 첨두전력 최적화 과정의 복잡도가 낮음에도 불구하고 PAPR 성능 향상이 있음을 알 수 있다. PTS 방식이 적용되지 않았을 때와 비교해서는 약 3.5dB~5.0dB 정도의 PAPR 감소 효과가 있음을

알 수 있다.

그림 10에서는 PTS 방식이 적용되었을 때 PAPR 감소 효과에 따른 BER을 분석하였다. 사용자의 수는 8명으로 하였고 변조방식으로는 QPSK를 사용하였다. 각 경우는 모두 선풓콕장치가 함께 사용되었으며 OBO값은 3dB로 설정하였다.



(a) N = 64

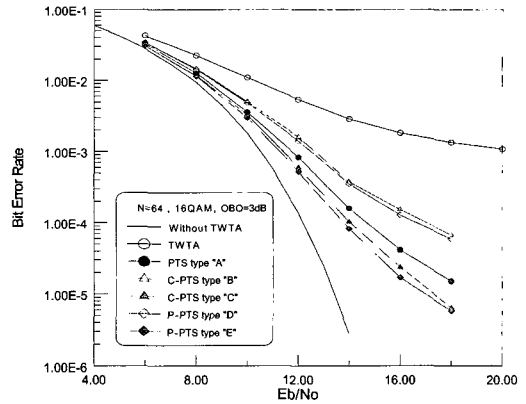


(b) N = 256

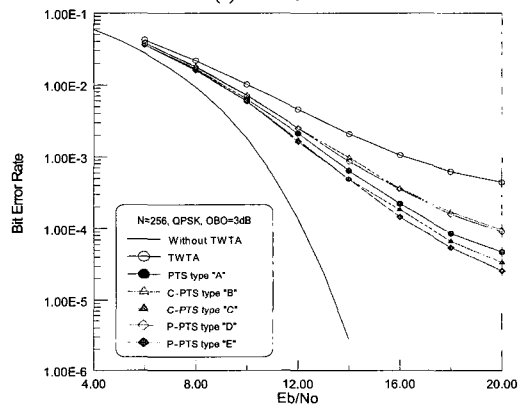
그림 10. MC-CDMA에서 PTS 방식별 BER 성능 (QPSK)
Fig. 10. BER performance by various PTS types in the MC-CDMA (QPSK)

그림 10에서 PTS 방식이 적용된 경우 적용되지 않았을 때와 비교하여 0.5~2.0dB정도의 성능 향상이 발생함을 알 수 있다. 이는 PTS에 의해 첨두전력이 감소되어 왜곡의 정도가 감소함으로써 발생하는 현상이다. PAPR감소 효과가 우수한 PTS 방식이 BER 성능에서도 우수한 결과를 보임을 알 수 있다.

그림 11에서는 변조방식으로 16QAM이 사용되었을 때 PTS에 의한 BER 성능을 나타내었다. OBO값은 3dB이며 사용자의 수는 8명으로 하였다.



(a) N = 64



(b) N = 256

그림 11. MC-CDMA에서 PTS 방식별 BER 성능 (16QAM)
Fig. 11. BER performance by various PTS types in the MC-CDMA (16QAM)

그림 11의 결과에서도 PTS적용에 의해 상당한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이러한 성능 향상은 부반송파의 수가 작은 경우 보다 크게 나타나는데 이는 PTS에서 동일한 양의 부가정보를 전송하게 되는데 이 때 부반송파의 수가 작을수록 상대적으로 부가정보의 양이 커지게 되고 따라서 보다 우수한 PAPR 특성을 얻을 수 있게 된다. 따라서 부반송파의 수가 작은 경우 PAPR특성이 낮아지게 되고 이에 의해 비선형 왜곡의 영향을 적게 받게 된다.

PTS 기법에서는 각 부블럭에 대한 위상 변화를 부가정보(side information)로 전송하여야 한다. 첫 번째 부블럭의 위상변화를 기준으로 다른 부블럭의 상대적인 위상 변화를 나타낼 수 있으므로 전체 부블럭의 위상계수를 나타내기 위해서는 $(N_S-1)\log_2 N_R$ 비트가 필요함을 알 수 있다. 표 3에 PTS 각 방식에 따른 부가정보의 양과 상대적 정보 신호에 대한 전력 감소분을 나타내었다.

표 3. 부가정보에 의한 부호율과 전력 손실(최대 사용자, N=256)

Table 3. Code rate and power loss according to the side information(maximum number of user, N=256)

	PTS type	N_s	N_R	Side information	code rate	Loss
QPSK	PTS	4	4	6(bits)	0.988	0.052(dB)
	C-PTS	4	4	6(bits)	0.988	0.052(dB)
	C-PTS	16	4	30(bits)	0.945	0.246(dB)
	P-PTS	4	4	6(bits)	0.988	0.052(dB)
	P-PTS	16	4	30(bits)	0.945	0.246(dB)
16QAM	PTS	4	4	6(bits)	0.994	0.026(dB)
	C-PTS	4	4	6(bits)	0.994	0.026(dB)
	C-PTS	16	4	30(bits)	0.972	0.123(dB)
	P-PTS	4	4	6(bits)	0.994	0.026(dB)
	P-PTS	16	4	30(bits)	0.972	0.123(dB)

표 3에서 부호율은 (심볼당 정보 비트수)/(심볼당 정보 비트수+부가정보의 비트수)로 나타낼 수 있으며 MC-CDMA의 전체 전송 데이터에서 정보가 차지하는 비율을 나타내는 것이다. 예를 들면 부반송파의 수가 256인 경우 최대 사용자가 수용되었을 때 MC-CDMA의 한 심볼에 256개의 해당 성상도상의 심볼을 전송 할 수 있다(QPSK의 경우 512bit, 16QAM의 경우 1024bit). 따라서 부블럭의 수가 4, 위상 값의 수가 4인 경우 필요한 부가정보의 양은 6bit가 되므로 부가정보에 의한 부호율은 QPSK의 경우 $512/(512+6)=0.988$ 이 되며 16QAM의 경우 $1024/(1024+6)=0.994$ 가 된다.

V. 결론

이동 사용자를 위한 고속 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라, 주파수 자원의 효율적인 이용과 더불어 이동 통신 환경에서 필연적으로 발생하는 다중 경로 페이딩 현상을 극복하고 고품질의 서비스를 고속으로 제공하기 위해 MC-CDMA 방식에 대한 관심이 집중되고 있다. 그러나 MC-CDMA와 같은 다중 반송파 전송 기법의 가장 큰 단점인 PAPR이 증가하게 되어 HPA 등과 같은 비선형 장치에 의한 왜곡으로 인해 신호가 왜곡되게 된다. 본 문서에서는 MC-CDMA에서 적용 가능한 PTS 기법에서 첨두 전력 최적화 과정의 복잡도를 감소시키기 위한 위상 값별 순차적 최적화 과정을 제시하였다. 이와 함께 비선형 왜곡에 의한 MC-CDMA 시스템의 성능과 PAPR감소 기법이 적용되었을 때의 성능을 함께 분석함으로써 PAPR감소 기법에 있어서의 복잡도와 시스템 성능 사이의 적절한 관계를 파악할

수 있게 하였다. 모의 실험 결과 제안된 PTS의 첨두전력 최적화 과정은 기존의 방식에 비해 약 25% 줄어든 복잡도에서 PAPR이 약 0.2~0.5dB 정도 추가적으로 개선되는 것을 알 수 있으며 이러한 PAPR 성능 차이가 비선형 왜곡에 대한 성능에서도 향상이 있음을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] K. Fazel and L. Papke, "On the Performance of convolutionally-coded CDMA/OFDM for mobile communication system," *Proc. of IEEE PIRMC'93*, Yokohama, Japan, pp. 468-472, Sep. 1993.
- [2] N. Yee, J. P. Linnarz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," *Proc. of IEEE PIRMC'93*, Yokohama, Japan, pp. 109-113, Sep. 1993.
- [3] K. Fazel, "Performance of CDMA/OFDM for mobile communication system," *Proc. of IEEE 2nd ICUPC*, vol. 2, pp. 975-979, Oct. 1993.
- [4] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," *Proc. of IEEE GLOBECOM'93*, Houston, vol. 3, pp. 1723-1728, Nov. 1993.
- [5] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DS-SS-CDMA: Performance evaluation for fading channels," *Proc. of IEEE ICC'95*, Seattle, vol. 3, pp. 1722-1726, June 1995.
- [6] R. O'Neill and L. Lopes, "Performance of amplitude limited multitone signals," *Proc. of IEEE 44th VTC*, Stockholm, Sweden, vol. 3, pp. 1675-1679, June 1994.
- [7] Fazel, K.; Kaiser, S., "Analysis of non-linear distortions on MC-CDMA," *Proc. of IEEE ICC'98*, vol. 2, pp. 1028-1034, June 1998.
- [8] N. Ruangsurat and R.M.A.P. Rajatheva, "An investigation of peak-to-average power ratio in MC-CDMA combined with partial transmit sequence," *Proc. of IEEE 53rd VTC*, vol. 1, pp. 761-765, Spr. 2001.
- [9] S. H. Müller 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.

[10] S. H. Müller, R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by multiple signal representation," *Annals of Telecommun.*, vol. 52, no. 1-2, pp. 58-67, Feb. 1997.

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

[12] A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent non-linear models of TWTA," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[13] L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Communications Letters*, vol 43. pp. 86-88, Mar. 2000.

Surrey, U.K 공학 박사
 1994년 11월~1996년 6월 : Research Fellow, Univ. of Surrey, U.K
 1996.8~현재 : 한국전자통신연구원 전파방송연구소 광대역무선전송팀장

<주관심분야> 오류정정 부호화 방식, 이동/위성통신 전송 방식 연구 등

오 덕 길(Deock-Gil Oh)

정회원

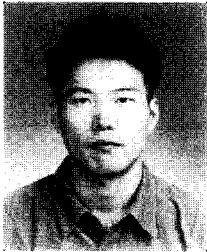


1980년 : 서울대학교 전자공학과 (학사)
 1984년 : 서울대학교 대학원 전자공학과 (석사),
 1996년 : 서울대학교 대학원 전자공학과 (박사),
 1982년~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연구소 광대역무선통신연구부장

<주관심분야> 무선통신, 위성통신

강 군 석(Kun-Seok Kang)

정회원

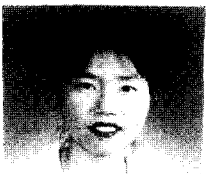


1997년 2월 : 경북대학교 전자공학과 학사
 1999년 2월 : 경북대학교 전자공학과 석사
 1999년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원(ETRI) 광대역무선전송팀 연구원

<주관심분야> 이동 및 위성 통신 시스템, 채널코딩, 다중 반송파 전송

김 수 영(Soo-Young Kim)

정회원

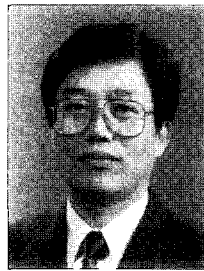


1990년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과 학사
 1994년 2월 ~ 1991년 9월 : 한국전자통신연구소 위성통신시스템연구부 연구원

1992년 10월 : Univ. of Surrey, U.K 공학 석사
 1995년 2월 : Univ. of

김 재 명(Jae MOUNG Kim)

정회원



1974년 2월 : 한양대학교 전자공학과 학사
 1981년 8월 : Univ. of Southern California 전기공학과 석사
 1987년 8월 : 연세대학교 전자공학과 박사
 1982년~2003년 3월 : 한국전

자통신연구원 무선방송연구소장
 2003년 4월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원 교수
 1996년~현재 : 한국통신학회 상임이사
 2001년~현재 : 한국방송공학회 부회장
 2001년~현재 : 통신위성·우주산업 연구회 부회장

<주관심분야> 무선통신, 위성통신