

# 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 최대 전력 대 평균 전력의 비 감소를 위한 저 복잡도 부분 전송 수열 방법

조영전\*, 노종선\*, 신동준\*\*

## Low Complexity PTS Scheme for Reducing PAPR in OFDM Systems

Young-Jeon Cho\*, Jong-Seon No\*, Dong-Joon Shin\*\*

요약

본 논문에서 부분 전송 수열(partial transmit sequence; PTS) 방법은 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 신호 중 최대전력 대 평균전력의 비(PAPR)가 가장 작은 신호를 찾기 위해서 위상벡터(phase rotating vector)를 OFDM 신호와 곱하여 후보신호를 생성한다. 그러나 이는 소모적인 탐색으로 많은 계산량이 요구된다. 이 문제의 해결을 위해 우리는 두가지의 효과적인 저복잡도 PTS를 파고율(crest factor)를 기준으로 제안한다. 첫 번째 제안하는 방법은 OFDM 신호안에서 크기가 큰 샘플만을 선택하여 PAPR을 계산하는 방법이며, 두 번째 방법은 부분 블록(subblock)들에 있는 각 샘플들의 실수부와 허수부의 절대값을 구하여 PAPR을 계산하는 방법이다. 모의실험 결과는 제안하는 기법이 기존 PTS 방법보다 더 나은 PAPR 감소 성능을 보여준다.

**Key Words** : Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), Partial transmit sequence (PTS), Peak to average power ratio (PAPR)

### ABSTRACT

In this paper, the PTS scheme generate alternative orthogonal frequency frequency division multiplexing (OFDM) signal sequences by multiplying all the time domain samples with phase rotating vectors to find an OFDM signal having the minimum peak-to-average power ratio (PAPR). However, it needs an exhaustive search which causes large computational complexity. In order to solve this problem, we propose two efficient methods based on the crest factor. The first proposed scheme is to select time domain sample with large magnitude to calculate PAPR, and the next scheme is to calculate the absolute value of real and imaginary part of the sample at each subblock. The simulation results show that the proposed schemes achieve better PAPR reduction performance than existing PTS schemes.

### I. 서론

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal frequency division multiplexing; OFDM)은

페이딩 환경에 강한 특성과 데이터 전송률의 효율성 때문에 많은 무선통신 시스템에서 채택되어왔다. 그러나 최대전력 대 평균전력의 비(PAPR)가 크기 때문에 고출력 증폭기(high power amplifier)를

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대 통신 네트워크 원천기술 개발 사업 (KCA-2012-08-911-04-003)과 2012년도정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2012-0000186)

♦ 저자: 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 및 뉴미디어통신공동연구소, cho5595@ccl.snu.ac.kr, 정희원

\* 서울대학교, jsno@snu.ac.kr, 종신회원

\*\* 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부, djshin@hanyang.ac.kr, 종신회원

논문번호: KICS2012-11-544, 접수일자: 2012년 11월 22일, 최종논문접수일자: 2013년 1월 28일

통과시 신호의 왜곡을 가져다 주며 이는 OFDM 시스템의 주요한 단점이라고 할 수 있다<sup>[1]</sup>. 이러한 OFDM 신호의 PAPR을 줄이기 위해서 많은 PAPR 감소 방법들이 제시되었으며 대표적인 방법으로는 클리핑(clipping)<sup>[2]</sup>, 톤 예약 기법(tone reservation: TR)<sup>[3]</sup>, 선택 사상 기법(selected mapping: SLM)<sup>[4]</sup>, 부분 전송 수열(partial transmit sequence: PTS)<sup>[5]</sup> 등이 있다.

이러한 방법들 중 PTS방법은 신호의 왜곡없이 PAPR을 줄이는 효율적인 방법이다. PTS에서 입력 신호 벡터는 수개의 역 푸리에 변환(invers fast Fourier transform: IFFT)을 통하여 부분 블록(subblock)으로 나누어진다. 다음에 이러한 역 푸리에 변환을 거친 시간축 신호는 각각의 부분 블록들의 위상 요소(phase rotating factor)와 곱해지고 곱해진 신호는 더해져서 하나의 OFDM 신호 벡터를 만들게 된다. 그러나 이러한 PTS 방법은 여러번의 IFFT와 후보신호의 생성으로 많은 계산량이 필요하다.

이러한 기본 PTS(conventional PTS)의 계산 복잡도를 줄이기 위해 많은 방법들이 제안되어졌다<sup>[6,7]</sup>. 최근에는 조합 최적화(combinatorial optimization) 알고리즘을 이용한 방법들이 제시되었지만 이러한 방법들은 부분블록의 개수가 많은 PTS에서만 좋은 성능을 보여준다. 또다른 효과적인 방법으로 논문[8]에서 저복잡도 PTS(reduced complexity PTS: RC-PTS)가 제안되었다. 이 방법은 시간축 샘플들의 각각의 파워를 구하여서 전력의 큰 샘플들만 선택하며 이러한 선택된 위치의 샘플들을 위상 요소와 곱해서 후보신호를 생성한다. 논문[8]에서는 이러한 전력이 큰 샘플들이 최대전력을 가지는 샘플일 가능성이 크다는 것을 증명하였고, 선택된 샘플에만 위상 요소를 곱해주기 때문에 계산복잡도를 낮추었다.

이 논문에서는 이러한 RC-PTS방법에 기반을 두고 두가지의 샘플을 선택하는 새로운 방법을 제안한다. 첫 번째 방법은 각 부분블록의 샘플들의 크기를 구하여 더한 후 비교하는 방법이며, 두 번째 방법은 부분블록의 샘플들의 절대값을 취하여 더한 후 크기를 비교하는 방법이다. 모의 실험 결과는 이러한 두가지 방법은 RC-PTS보다 더 적은 샘플을 이용해서 기본 PTS의 PAPR 감소 성능과 동일하다는 것을 보여준다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 시스템 모델과 기존 PTS방법을 설명하며 3장에서는 새로

운 두가지 PTS 방법에 대해 기술한다. 4장에서는 제안하는 방법에 대한 모의 실험 결과를 기존 저복잡도 PTS방법과 PAPR에 대한 성능을 비교한 후 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델과 기존 PTS 방법

OFDM 시스템에서  $N$ 개의 길이의 입력 데이터 벡터는  $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 로 쓸 수 있으며 시간축에서는 다음과 같이 표시된다.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기서  $X_k$ 는 입력 데이터 심볼이며 위상 편이(phase shift keying: PSK)나 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation: QAM)으로 변조된다. OFDM 신호 벡터의 PAPR은 다음과 같이 정의된다.

$$PAPR = \frac{\max_{n=0}^{N-1} |x_n|^2}{E[|\mathbf{x}|^2]} \quad (2)$$

여기서  $E[\cdot]$ 는 기대치 연산을 의미하며,  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 는 OFDM 신호 벡터이다. 최대 전력 대 평균 파워의 비를 정의하는 다른 방법은 파고율(crest factor: CF)이며 이는 보수누적분포함수(complementary cumulative distribution function: CCDF)를 얻기 위해서 유용하게 사용될 수 있는 개념이다. 이러한 파고율은 다음과 같이 표시된다.

$$CF = \sqrt{PAPR} \quad (3)$$

$N$ 이 충분히 크다고 할 때, OFDM 신호는 평균이 0인 복소수 가우시안 랜덤 변수(Gaussian random variable)로 가정할 수 있으며 IFFT한 후의 시간 축 OFDM 신호의 크기는 레일리 분포(Rayleigh distribution)를 따르게 된다. PAPR을 분석하기 위해서는 제시된 기준값  $\delta$ 를 넘는 OFDM 신호들의 PAPR을 위한 CCDF를 구하는 것이 매우 유용하며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(CF > \delta) = 1 - P(CF \leq \delta) = 1 - (1 - e^{-\delta^2})^N \quad (4)$$

기본 PTS(conventional PTS) 방법에서, 입력 데이터 벡터는  $M$ 개의 별개의 입력 신호 벡터로 나누어지며 이는  $\mathbf{X}_m = [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T$ ,  $0 \leq m \leq M-1$  과 같이 쓸 수 있으며 따라서 입력 데이터 벡터  $\mathbf{X}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{X} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{X}_m. \quad (5)$$

각 부분블록  $\mathbf{X}_m$ 에 IFFT를 적용한 후 시간축 OFDM신호는  $\mathbf{x}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T$ 가 되며 각  $\mathbf{x}_m$ 은 위상 요소  $b_m$ 에 의해서 신호가 돌게 된다. 위상 요소  $b_m$ 은 PTS 방법 안에서 유한한 값을 갖는 수의 집합이며 아래와 같이 표현된다.

$$b_m \in \{e^{2\pi l/W} \mid l = 0, 1, \dots, W-1\} \quad (6)$$

여기서  $W$ 는 허용된 위상요소의 개수이다. 이러한 위상 요소들의 집합을 위상 벡터  $\mathbf{b} = [b_0, b_1, \dots, b_{M-1}]$ 로 쓸 수 있다. 다음으로  $u$ 번째 후보 OFDM 신호 벡터는 위상요소와 결합한 각 부분블록들의 신호들을 모두 더하여 만들어지며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(u)} &= \sum_{m=0}^{M-1} b_m^{(u)} \mathbf{x}_m \\ &= [x_0^{(u)}, x_1^{(u)}, \dots, x_{N-1}^{(u)}]^T, \quad u = 1, 2, \dots, U \end{aligned} \quad (7)$$

여기서  $U$ 는 OFDM 신호 벡터의 개수이며 이는 첫 번째 부분블록의 위상 요소를 고정하면  $U = W^{M-1}$ 의 개수를 얻을 수 있다<sup>[5]</sup>. 따라서 PTS 방법은 가장 작은 PAPR을 가지는 OFDM 신호 벡터를 이러한  $U$ 개의 후보신호중에서 찾는다. 그림 1.은 이러한 기본 PTS 방법을 보여준다.

하지만 기본 PTS 방법은 두가지의 단점이 있다. 하나는 위상 벡터에 관한 부가 정보(side information)를 전송하는 것과 계산 복잡도가 크다는 것이다. 부가 정보는  $\lceil \log_2 W^{M-1} \rceil$ 의 비트가 필요하며 이는 OFDM 신호와 함께 반드시 송신이 되어야 한다. 또한 PTS에서의 계산 복잡도는 부분블록으로 나누어서 진행하는 IFFT의 개수와  $U$ 개의 후보신호들을 생성하기 위한 계산량이다. 일반적으로 부분블록의 개수가 고정되었다고 가정할 때,

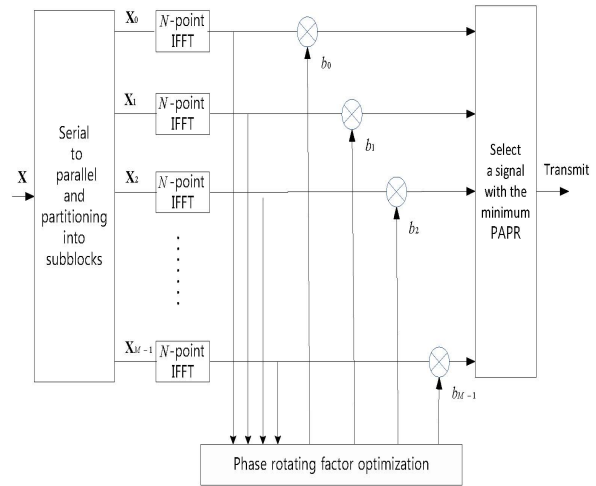


그림 1. 기존 PTS 블록도  
Fig. 1. Block diagram of the conventional PTS

후보신호들을 생성하는 덧셈과 곱셈의 계산량이 주요한 문제가 된다.

저복잡도 PTS를 구현하기 위해 많은 방법들이 제시되었으며 그 중에 RC-PTS<sup>[8]</sup>는 각 후보신호들의 최대과파를 찾는 간단한 방법을 제시함으로써 계산복잡도를 크게 감소시켰다. PTS 방법에서 후보신호를 만드는 이유는 최대전력을 찾아서 비교하여 그 중 가장 작은 최대 전력을 가지는 후보신호를 선택하기 위함인데 이러한 최대전력의 위치는 후보신호 별로 상이하다. 따라서 RC-PTS는 비용함수(cost function)를 만들어 미리 정한 역치(threshold) 이상의 시간축 샘플만 선택하여 선택된 샘플들이 모든 후보신호의 최대전력이 될 수 있는 위치에 있다는 것을 보여준다.  $x_n^{(u)}$ 의 전력은 아래식과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} |x_n^{(u)}|^2 &= \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^{(u)} x_{m,n} \right|^2 = \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} |x_{m,n}|^2}_{Q_n} \\ &+ \underbrace{\sum_{\substack{m_1=0 \\ m_2 \neq m_1}}^{M-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} (b_{m_1}^{(u)} x_{m_1,n}) (b_{m_2}^{(u)} x_{m_2,n})^*}_{V_n^u} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $Q_n$ 은 비용함수이며 부분블록에서의 시간축 샘플의 전력의 합이다. 또한  $V_n^u$ 는  $|x_n^{(u)}|^2$ 에서 위상요소를 포함하는 교차식이 된다.  $|x_n^{(u)}|^2$ 는 위상요소에 의해서 그 크기가 계속 바뀌어지는데 RC-PTS는 위상요소를 없앤  $Q_n$ 을 이용하여  $|x_n^{(u)}|^2$ 의 근사

치로서 시간축 샘플을 설정한다.  $th_Q$ 를 최대전력을 갖는  $Q_n$ 을 선택하기 위한 역치라고 하면  $th_Q$ 보다 큰 값을 갖는  $Q_n$ 의 샘플을 선택하며 선택한 샘플에만 위상요소를 곱해주어서 최대전력을 구하게 된다. 예를 들어 부반송파  $N=1024$ 이며,  $Q_n > th_Q$ 인 개수가 전체의 5%라고 한다면 즉  $p_\alpha = \Pr\{Q_n > th_Q\} = 0.05$  라고 할 때, 선택된 시간축 샘플의 개수는  $p_\alpha N = 51.2$ 가 된다. 따라서 52개의 샘플만 가지고 PAPR을 계산을 하게 된다. 논문[8]에서는 시간축 샘플 6%만 선택하였을 때 기본 PTS를 이용한 PAPR 감소 성능이 같다는 것을 보여준다.

### III. 새로운 저복잡도 PTS 방법

부분블록의 개수  $M$ 과 허용된 위상 요소  $W$ 가 정해진 PTS에서  $U$ 개의 후보신호 중  $n$ 번째 샘플에서 가질 수 있는 최대값  $\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$ 를  $\Psi_n$ 이라 하면, 모든 샘플들의 최대값을 모아 놓은 벡터  $\Psi$ 는  $\Psi = [\Psi_0, \Psi_1, \dots, \Psi_{N-1}]$ 이 된다. 이러한  $\Psi$ 를 이용하여 특정한 역치를 설정하고 그 이상의 샘플만 선택한다면 정점(peak amplitude) 혹은 최대 전력이 될 수 있는 샘플들을 선택할 수 있다. 따라서 이와 같은 최대 파워를 찾기 위한 샘플 선택 기법은 RC-PTS와 마찬가지로 선택된 샘플들에만 위상 요소를 곱해주어 PAPR을 비교하게 된다. 그림 2는

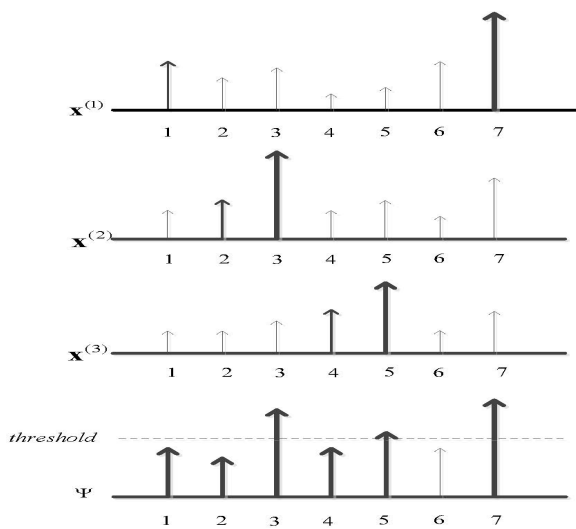


그림 2. 후보 OFDM 신호의 크기와  $\Psi$   
Fig. 2. Amplitude of alternative OFDM signals and  $\Psi$

PTS에서 후보신호의 개수  $U=3$ 이며 시간축 샘플  $N=7$ 인 OFDM 신호들에 대한 후보신호와  $\Psi$ 에 대한 그림이다. 그림에서 보는 바와 같이 적절한 역치를 설정하고 후보신호들의 정점의 위치가 다르다고 한다면 역치 이상의 선택된 샘플들은 모든 후보신호의 정점의 위치를 포함시키게 된다. 따라서  $\Psi$ 를 구하고 이에 따른 적절한 역치를 이용한다면 부분적인 샘플만을 이용한 PAPR 계산은 전체 샘플을 이용한 PAPR 계산과 같을 수 있다.

하지만  $\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$ 는 위상요소가 곱해진 모든 후보신호에 대해 계산을 해야만 구할 수 있으므로 실제적으로 이를 구하는 것은 계산량을 줄이는데 도움이 안된다. 결국 적은 계산량으로  $\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$ 와 유사한 함수를 구하며 이를 이 논문에서는 새로운 비용함수로 설정한다.

$n$ 번째 샘플에서 가질 수 있는 최대값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}| &= \max_{1 \leq u \leq U} \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^{(u)} x_{m,n} \right| \\ &= \max_{1 \leq u \leq U} \left| \sum_{m=0}^{M-1} |x_{m,n}| \times e^{j\phi_m} \times e^{j\theta_m^{(u)}} \right| \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $e^{j\phi_m}$ 는  $x_{m,n}$ 의 위상이고  $b_m = e^{j\theta_m^{(u)}}$ 이다. 부분블록의 개수  $M$ 과 허용된 위상 요소  $W$ 가 정해진 PTS에서 식(9)는 아래와 같은 부등식으로 정리될 수 있다.

$$\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}| \leq \sum_{m=0}^{M-1} |x_{m,n}| = Y_n \quad (10)$$

여기서  $Y_n$ 은 제안하는 첫번째 비용함수가 되며,  $W=\infty$ 인 경우에  $Y_n = \max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$ 가 된다. 즉,  $\Psi_n$ 을 이용한 샘플선택과 동일한 결과를 가질 수 있다. 이와 같은 비용함수 설정은 RC-PTS에서 잉여함수인  $V_n^{(u)}$ 라는 감가 요소를 제거함으로써 최대파워를 가지는 실제 OFDM 심볼에 근접할 수 있다. 또한 4장에서 비용함수  $Y_n$ 은  $W \geq 2$ 인 모든 경우에 대해서 RC-PTS의  $Q_n$ 을 이용했을 때보다 더 적은 샘플만으로도 기본 PTS와 같은 PAPR 감소성능을 보여준다는 것을 모의 실험결과에서 확인 할 수 있다.

두 번째 제안하는 비용함수는  $x_{m,n}$ 의 실수부와 허수부를 고려하여 제안한다.  $n$ 번째 샘플에서

$\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$  는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}| &= \max_{1 \leq u \leq U} \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^{(u)} x_{m,n} \right| \\ &= \max_{1 \leq u \leq U} \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^{(u)} (Re(x_{m,n}) + jIm(x_{m,n})) \right| \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $Re(\cdot)$  는 선택된 신호의 실수부이고  $Im(\cdot)$  는 허수부이다. 식(11)은  $W=2$  인 경우에 항상

$$\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}| \leq \left| \sum_{m=0}^{M-1} (|Re(x_{m,n})| + |jIm(x_{m,n})|) \right|$$

를 만족한다. 따라서 최대값  $\max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$  은 아래와 같은 비용함수  $A_n$  을 가진다.

$$A_n = \left| \sum_{m=0}^{M-1} (|Re(x_{m,n})| + |jIm(x_{m,n})|) \right| \quad (12)$$

$W=2$  이며  $x_{m,n}$  의 실수부와 허수부의 부호가 동일한 경우일때  $A_n = \max_{1 \leq u \leq U} |x_n^{(u)}|$  가 될 수 있다. 따라서 비용함수  $A_n$  을 이용한 샘플들의 선택은  $W=2$  인경우에 최적화 될 수 있다.

$th_Y$ 와  $th_A$ 를 각각  $Y_n$ 과  $A_n$ 에서 사용되는 역치라고 할 때 선택된 샘플의 확률은  $p_Y = \Pr\{Y_n > th_Y\}$  와  $p_A = \Pr\{A_n > th_A\}$  로 쓸 수 있다. 그림 3은 이러한 확률모형에서 몬테카를로 시뮬레이션(Monte Carlo simulation)을 이용하여 제안하는 두가지의 비용 함수인  $Y_n$ 과  $A_n$  그리고 RC-PTS에서 사용되어진  $Q_n$ 에 대한 역치와 각각의 확률  $p_Y, p_A, p_Q$ 에 대해서 로그 스케일로 표시한 그림이다. 이 때 사용되어진 매개 변수로서 16-QAM,  $N=1024$ , 과도샘플링  $L=4$ ,  $M=4$ ,  $W=4$ 가 사용되어졌다. 그림에서 보는 바와 같이 각 비용 함수를 이용하였을 때 서로 다른 역치를 가지고 있는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안하는 방법을 이용한 저복잡도 PTS 구현은 다음과 같은 단계를 따른다.

- 1) 입력 신호 벡터  $\mathbf{X}$ 를 M개의 subblock으로 나눈후 각각을 IFFT한다.
- 2) 식(10) 혹은 (12)를 이용하여 비용함수를 계산한다.
- 3) 선택된 비용함수에 적절한 역치를 선택한 후 역치보다 큰 값들의 시간축 샘플들의 집합  $\mathcal{S}_Y = \{n | Y_n \geq th_Y\}$ ,  $\mathcal{S}_A = \{n | A_n \geq th_A\}$

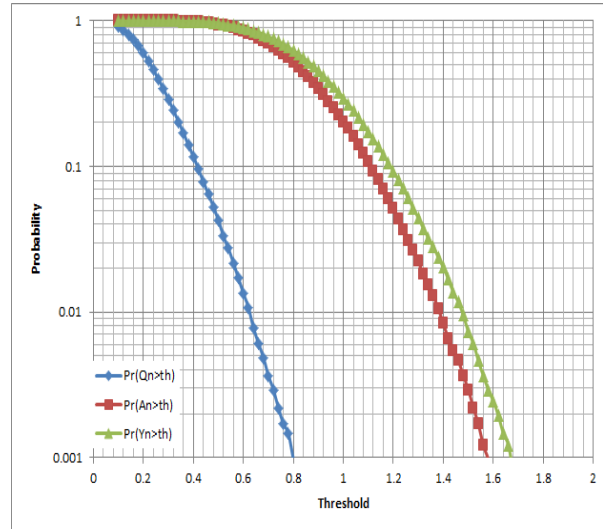


그림 3.  $M=4, W=4,$  and  $N=1024$ 일 때 RC-PTS와 제안하는 방법에서의 확률  $p_Q, p_A,$  그리고  $p_Y$ .

Fig. 3.  $p_Q, p_A,$  and  $p_Y$  for the RC-PTS and proposed PTS schemes with  $M=4, W=4,$  and  $N=1024$ .

를 기록한다.

- 4) 단계 3)에서 선택된 샘플들만이 식(7)에서 이용되어 후보신호  $\mathbf{x}^{(u)}, 1 \leq u \leq U$  를 생성한다.
- 5) 가장 작은 PAPR을 가지는 최적의 위상요소  $b^{(u)}$ 를 선택하여 OFDM 전체신호를 곱해서 전송한다.

표1에서는 제안하는 방법에 대한 계산 복잡도를 실수 곱과 실수 덧셈에 대해서 기본 PTS(conventional), RC-PTS 그리고 제안하는 두가지 방법, 즉  $Y_n$ 을 이용하여 제안하는 방법 (proposed(Y))와  $A_n$ 을 이용하여 제안하는 방법 (proposed(A))에 대해서 위에서 제시한 단계별로 분석하여 비교하였다. M개의 IFFT는 동일하기 때문에 제외를 시켰으며, 루트연산, 제곱, 나눗셈은 한 번의 곱셈으로, 비교는 한번의 덧셈으로 간주하여 간소화시켰다. 또한  $p_\alpha = p_Y = p_A = p_Q$ 로 간주하였다. 표1에서 보는 바와 같이 제안하는 방법은 RC-PTS와 비용함수를 계산하는 2단계에서 약간의 차이가 있으며 나머지 부분은 동일하다. 그러나 비용함수 계산을 위한 차이는 PAPR 성능을 고려하여 분석했을 때 제안하는 방법이 더 적은 복잡도를 가진다는 것을 모의 실험 결과를 통해 확인할 수 있다.

#### IV. 모의 실험 결과



Table 1. Analysis of computational complexity for the conventional PTS, RC-PTS, and proposed PTS schemes

step	real multiplications			
	2)	3)	4)	5)
conventional	$4MLNU + 2LNU$			
RC-PTS	$2MLN$	0	$4p_{\alpha}MLNU + 2p_{\alpha}LNU$	$4MLN$
proposed (Y)	$3MLN$	0		
proposed (A)	0	0		
	real additions			
conventional	$2MLNU + 2LNU(M-1) + 2LNU - 1$			
RC-PTS	$MLN + LN(M-1)$	$LN$	$2p_{\alpha}MLNU + 2p_{\alpha}LNU \times (M-1) + 2p_{\alpha}LNU - 1$	$2MLN + 2(M-1) \times LN$
proposed (Y)	$MLN + LN(M-1)$			
proposed (A)	$2LN(M-1)$			

그림 4에서는 기본 PTS, RC-PTS 그리고  $Y_n$ 을 이용하여 제안하는 방법(proposed(Y))과  $A_n$ 을 이용하여 제안하는 방법(proposed(A))에 대한 PAPR 성능을 비교하였으며 매개 변수는 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=4$ ,  $W=4$ ,  $L=4$ 를 사용하였다. 공정한 비교를 위해 선택된 시간축 샘플들의 개수는 그림 3을 이용하여 각각의 역치에 변화를 주어 같도록 하였다. 3%와 1%의 시간축 평균 샘플을 선택하였으며 이때 각각의 역치는 3%일 때  $th_Y = 1.349$ ,  $th_A = 1.264$ ,  $th_Q = 0.53$ 이며 1%일 때  $th_Y = 1.472$ ,  $th_A = 1.38$ ,  $th_Q = 0.624$ 가 각각 사용되었다. 그림에서 보는 바와 같이 proposed(Y)을 이용하여 시간축 평균 샘플 3%만을 사용했을 때 기본 PTS와 똑같은 성능을 얻을 수 있으며, 반면에 RC-PTS와 proposed(A)는 6%의 평균 샘플이 필요하다. 따라서 같은 PAPR 성능인 경우 표1을 이용하였을 때 기본 PTS는 실수곱과 실수덧셈이 100%라고 한다면 RC-PTS, proposed(A), proposed(Y)는 각각  $p_Q = 0.06$ ,  $p_A = 0.06$ ,  $p_Y = 0.03$ 을 이용하여 8.1%, 7.4%, 5.4%의 실수곱과 8%, 8%, 5%의 실수덧셈이 필요하다. 이는 proposed(Y)로 제안하는 방법이 RC-PTS보다 3%의 계산복잡도 이득을 가져온다.

그림 5에서는 매개변수를 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=8$ ,  $W=2$ ,  $L=4$ 일때의 PAPR 성능을 보여준다. 즉 이 때의 위상요소는 그림4의 그래프와 달리  $\{\pm 1\}$ 만을 사용하였으며 총 후보 개수는  $U=128$ 이다. 그래프에서 제안하는 방법 중 proposed(A)를 이용하여 시간축 샘플을 선택시 가장 좋은 성능을

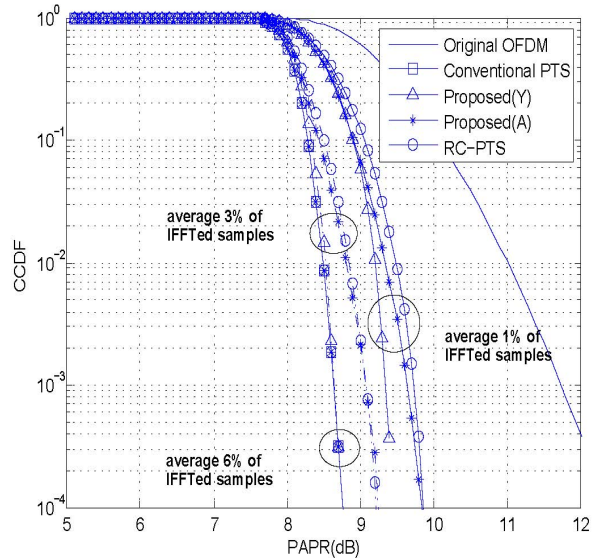


그림 4. 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=4$ ,  $W=4$ , 그리고  $L=4$ 를 이용하였을 때 제안하는 방법과 기존의 다른 방법과의 PAPR 감소 성능 비교

Fig. 4. Comparison of PAPR reduction performance for the proposed methods and other existing methods with 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=4$ ,  $W=4$ , and  $L=4$ .

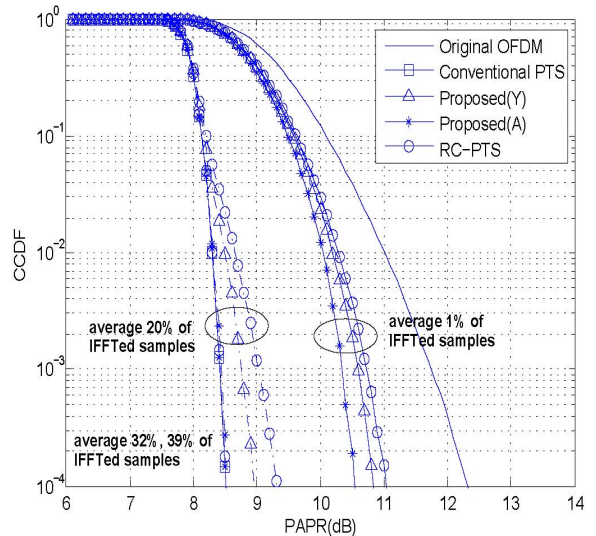


그림 5. 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=8$ ,  $W=2$ , 그리고  $L=4$ 를 이용하였을 때 제안하는 방법과 기존의 다른 방법과의 PAPR 감소 성능 비교

Fig. 5. Comparison of PAPR reduction performance for the proposed methods and other existing methods with 16-QAM,  $N=1024$ ,  $M=8$ ,  $W=2$ , and  $L=4$ .

보여주는 것을 확인 할 수 있다. 이 때 기본 PTS와 같은 성능을 보여주기 위해서 단지 20%의 샘플만 이 필요하며 RC-PTS를 이용했을 때보다도 0.7dB 이상의 성능 향상을 보여줌을 확인할 수 있다. 그림에서 기본 PTS와 동일한 PAPR 성능을 보이기 위해서는 RC-PTS와 proposed(Y)는 각각 39%와 32%의

샘플들이 필요하다. 따라서 계산복잡도는 RC-PTS, proposed(Y), proposed(A)가 각각 40%, 33%, 21%의 실수곱셈과 40%, 33%, 21%의 실수덧셈이 필요하며 이는 proposed(A)를 이용시 RC-PTS보다 19%의 실수곱셈과 실수덧셈에 대한 성능이득이 있음을 확인할 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 두가지 새로운 저복잡도 PTS방법을 제안하였다. 두가지의 제안하는 방법들은 RC-PTS와 마찬가지로 최대 전력을 계산하기 위해서 모든 OFDM 샘플을 쓰지 않고 그 중에 일부만 선택하여 위상요소와 곱해주는 연산을 함으로서 계산복잡도를 줄였다. 모의 실험 결과는 같은 수의 샘플을 선택하였을 때 RC-PTS보다 더 나은 성능을 보여주는 것을  $W=2$ 와  $W=4$ 인 경우에서 각각 확인할 수 있으며 기본 PTS와 같은 PAPR 성능을 보이는 경우에 대해서도 계산복잡도가 줄어드는 것을 확인할 수 있다.

### References

[1] D. W. Lim, S. J. Heo, and J. S. No, "An overview of peak-to-average power ratio reduction schemes for OFDM signals" *J. Commun. Netw.*, vol. 11, no. 3, pp. 229-239, Jun. 2009.

[2] R. Gross and D. Veeneman, "Clipping distortion in DMT ADSL systems," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 24, pp. 2080-2081, Nov. 1993.

[3] J. Tellado and J. M. Cioffi, *Multicarrier modulation with low PAR; applications to DSL and wirel.*, Norwell, MA: Kluwer, 2000.

[4] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[5] S. H. Muller and J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *IEEE. Lett.* vol. 33, no. 5 pp.

368-369, Feb. 1997.

[6] Y. J. Cho, J. S. No, and D. J. Shin, "A new low-complexity PTS scheme based on successive local search using sequences," *IEEE Commun. Lett.*, Veh. vol. 16, no. 9, pp. 1470-1473, Sep. 2012.

[7] Y. J. Cho, J. S. No, and D. J. Shin, "PTS scheme with low complexity for PAPR reduction by using Kasami sequences," in *Proc. KICS Int. Conf. Commun. 2011 (KICS JCCI 2011)*, pp. 120, May. 2011.

[8] S. J. Ku, C. L. Wang, and C. H. Chen, "A reduced-complexity PTS-based PAPR reduction scheme for OFDM systems," *IRE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 8. pp. 2455-2460, Aug. 2010.

### 조 영 전 (Young-Jeon Cho)



1999년 3월 육군사관학교 전자공학과 공학사  
 2008년 5월 Louisiana State University 전기공학과 공학석사  
 2010년 3월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사과정  
 <관심분야> OFDM, 오류정정부호, 통신시스템

### 노 종 선 (Jong-Seon No)



1981년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사  
 1984년 2월 서울대학교 대학원 전자공학과 공학석사  
 1988년 5월 University of Southern California 전기공학과 공학박사  
 1988년 2월~1990년 7월 Hughes Network Systems, Senior MTS  
 1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과 부교수  
 1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수  
 <관심분야> 시퀀스, 협력통신, 시공간부호, 네트워킹, LDPC 부호, OFDM, 이동통신, 암호화

신 동 준 (Dong-Joon Shin)



1990년 2월 서울대학교 전자공  
학과 공학사

1991년 12월 Northwestern  
University, 전기공학과 공학  
석사

1988년 12월 University of  
Southern California 전기공

학과 공학박사

1999년 1월~1999년 4월 Research Associate (USC)

1999년 4월~2000년 8월 Hughes Network  
Systems, MTS

2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학  
부 부교수

<관심분야> 디지털통신, 이산수학, 시퀀스, 오류정  
정부호, 암호학