

OFDM 시스템의 PAPR 감소를 위한 TR 방법의 준 최적 PRT 집합 선택에 관한 연구

정희원 임대운*, 종신회원 노형석**, 정희원 노종선**, 종신회원 신동준***

On the Near Optimal PRT Set of TR Scheme for PAPR Reduction in OFDM System

Dae-Woon Lim* *Reguler Member*, Hyung-Suk Noh** *Lifelong Member*,
Jong-Seon No** *Reguler Member*, Dong-Joon Shin*** *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 직교 주파수 분할 다중 반송파(OFDM) 시스템의 최대 전력 대 평균 전력 비율(PAPR; peak to average-power ratio)을 감소하기 위한 톤 예약 기법(TR; tone reservation)에서 PRT(peak reduction tone) 집합을 선택하는 새로운 방법을 제안한다. 최적의 PRT 집합을 찾는 것은 NP-hard 문제로 알려져 있으며, 기존에는 무작위로 PRT 집합을 생성하여 사용하였다. 무작위로 생성한 PRT 집합의 PAPR 감소 성능은 연속적인 PRT 집합과 인터리브드 PRT 집합보다 좋다. 본 논문은 먼저 PRT 집합의 특성 시퀀스를 역푸리에 변환하여 얻은 신호의 분산과 이차 첨두치(secondary peak)와의 관계를 보이고 이로부터 준 최적의 PRT 집합을 효과적으로 생성하는 방법을 제시한다.

Key Words : Peak to Average Power Ratio(PAPR), Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Tone Reservation(TR)

ABSTRACT

In the tone reservation (TR) scheme, it is known that the set of randomly selected peak reduction tones (PRT's) performs better than the contiguous PRT set and the interleaved PRT set in the PAPR reduction of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). It is also known that finding the optimal PRT set corresponds to the secondary peak minimization problem in the TR scheme. However, the problem cannot be solved for the practical number of tones since it is NP-hard. In this paper, a new search algorithm for the near optimal PRT set is proposed based on the fact that the secondary peak value of the PRT set statistically tends to decrease as the variance of the PRT set decreases.

I. 서론

직교 주파수 분할 다중 반송파 (OFDM) 시스템

은 고속 데이터 전송이 가능하기 때문에 차세대 무선 통신 시스템의 표준으로 각광받고 있다. 다중 반송파 시스템은 주파수 선택적 채널에서 단일 반송

※ 본 연구는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금으로 수행한 최우수실험실지원사업과 정보통신부의 출연금으로 수행하고 있는 ITRC 사업의 연구 결과입니다.

* 동국대학교 정보통신공학과 (dwl01@dongguk.edu),

** 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 및 뉴미디어통신 연구소 (imeanu@ccl.snu.ac.kr, jsno@snu.ac.kr)

*** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부 (djshin@hanyang.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-01-003, 접수일자 : 2007년 1월 3일, 최종논문접수일자 : 2007년 2월 6일

과 시스템보다 좋은 성능을 보인다고 알려져 있다. 그러나 일반적인 주파수 분할 다중화 방법은 주파수 효율이 저하되는데, OFDM을 이용하면 주파수 효율을 높일 수 있다.

OFDM 시스템은 시간 영역 신호의 PAPR이 크다는 단점이 있다. 비선형 전력 증폭기를 사용하는 통신 시스템에서 송신 신호의 PAPR이 큰 경우 전력 증폭기를 통과하고 나면 송신 신호가 왜곡된다. 이로 인하여 비트 오류율 (BER; bit error rate) 성능이 열화 되고 인접 채널 간 간섭이 발생한다. 이러한 문제를 줄이기 위해서는 고 전력 증폭기가 선형 구간에서 동작하도록 제한하는데 이로 인하여 고 전력 증폭기의 효율이 매우 감소된다.

최근에 OFDM 신호의 PAPR을 줄이기 위한 많은 연구들이 진행되었다. 상용화된 시스템에서 가장 널리 사용되는 클리핑 방법은 OFDM 신호의 PAPR을 정해진 임계 값 이하로 줄이기 위해 신호의 크기를 제한한다. 하지만 이러한 방법은 대역 내 외곡과 대역 외 방사를 야기한다.^[4] 블록 코딩^[1]은 입력 데이터를 낮은 PAPR을 갖는 부호어로 부호화하며 전송율이 감소된다는 단점이 있다.

Tellado는 PAPR을 감소하기 위해서 톤 예약 (TR)^[7] 기법을 제안하였는데 이 방법은 일부 예약된 톤을 이용하여 각 단계에서의 피크 신호를 반복적으로 줄인다. TR 기법에서 예약된 톤으로 사용하는 톤의 수가 증가할수록 PAPR 감소 성능도 증가한다. 사용하는 톤의 수가 일정한 경우에는 PRT (peak reduction tone) 집합을 선택하는 방법에 따라 PAPR 감소 성능의 차이가 발생한다. 무작위로 생성한 PRT 집합의 PAPR 감소 성능은 연속된 PRT 집합이나 인터리빙된 PRT 집합보다 우수하다고 알려져 있다. 최적의 PRT 집합을 선택하기 위한 기준은 PRT 집합의 특성 시퀀스를 역푸리에 변환하여 생성한 신호가 갖는 두 번째 피크 (secondary peak)의 크기를 최소화하는 것으로 알려져 있다. 하지만 신호의 두 번째 피크를 최소화 하는 문제는 NP-hard로 분류되고 톤의 크기가 많은 경우 모든 경우에 대해 최적의 해를 구하는 것은 불가능해진다. 본 논문은 계산 복잡도와 구현 복잡도가 낮은 준 최적 PRT 집합을 선택하는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 TR 기법을 살펴보고 PRT 집합을 선택하는 새로운 방법을 소개한다. III장에서는 모의실험을 통해 제시된 방법의 성능을 분석하고, IV장에서 본 논문의 결론을 내린다.

II. TR 기법과 새로운 PRT 선택 방법

N 개의 톤 또는 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템에서 입력 심볼 시퀀스 $\mathbf{A} = [A_0 A_1 \dots A_{N-1}]^T$ 에 대하여 이산 시 구간 t 에서 OFDM 송신 신호 시퀀스 $\mathbf{a} = [a_0 a_1 \dots a_{N-1}]^T$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$a_t = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j2\pi \frac{nt}{N}}, 0 \leq t \leq N-1$$

OFDM 신호의 PAPR은 다음과 같이 최대 전력과 평균 전력의 비율로 정의된다.^[3]

$$\text{PAPR}_{\mathbf{a}} = \frac{\text{Max}_{0 \leq t \leq N-1} |a_t|^2}{E[|a_t|^2]}$$

여기서 $E[x]$ 는 x 의 기대 값을 의미한다.

TR 기법은 전체 톤을 데이터 전송을 위한 톤과 PAPR을 감소하기 위해 PRT로 구분하여 사용한다.^[7] 즉 PRT는 데이터를 전송하는 목적으로는 사용되지 않는다는 것을 의미한다. TR 기법에서는 데이터 신호의 PAPR을 감소시키기 위해서 PRT에 적절한 값을 할당하여 PAPR 감소 신호를 생성하고 이를 데이터 신호와 합하여 전송한다. 데이터 전송을 위한 톤에는 일정한 성좌를 갖는 심볼을 할당하지만 PRT에는 임의의 값을 갖는 심볼을 할당할 수 있다. N 개의 톤을 사용하는 경우 전체 심볼들의 위치는 집합 $N = \{0, 1, \dots, N-1\}$ 으로 나타내고 W 개의 PRT의 위치를 $\mathbf{R} = \{i_0, i_1, \dots, i_{W-1}\}$ 로 나타낸다. \mathbf{R}^C 가 \mathbf{R} 의 여집합을 의미할 때 입력 심볼 A_n 은 다음과 같이 표현된다.

$$A_n = X_n + C_n = \begin{cases} C_n, n \in \mathbf{R} \\ X_n, n \in \mathbf{R}^C \end{cases}$$

여기서 X_n 은 데이터 심볼을 나타내고 C_n 은 PRT에 할당되는 심볼을 나타낸다. 푸리에 변환은 선형 변환이기 때문에 OFDM 신호 a_t 는 데이터 신호 x_t 와 PAPR을 감소하기 위한 신호 c_t 의 합으로 이루어진다. 주파수 영역 커널 $\mathbf{P} = [P_0, P_1, \dots, P_{N-1}]^T$ 는 $n \in \mathbf{R}^C$ 에 대해서 $P_n = 0$ 이고 $n \in \mathbf{R}$ 인 경우에는 $P_n \neq 0$ 인 특징을 갖는다. \mathbf{Q} 가 역푸리에 변환 행렬을 나타낼 때 \mathbf{P} 를 푸리에 변환 하여 생성한 시

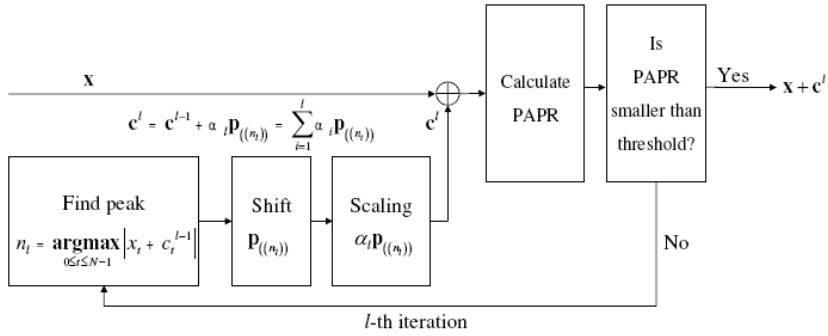


그림 1. TR 기법의 블록도

간 영역의 커널 \mathbf{p} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{p} = \mathbf{Q}\mathbf{P} = [p_0 p_1 \cdots p_{N-1}]^T$$

PAPR 감소 신호는 시간 영역 커널 \mathbf{p} 를 이용해서 그림 1처럼 반복적으로 계산해낸다.

l 번째 반복에서 PAPR 감소 신호 \mathbf{c}^l 은 다음과 같이 표현된다.^[6]

$$\mathbf{c}^l = \sum_{i=0}^l \alpha_i \mathbf{P}_{((n_i))} \quad (1)$$

$\mathbf{P}_{((n_i))}$ 는 \mathbf{p} 를 n_i 만큼 원순환 한 신호이고, α_i 는 i 번째 반복에서 첨두치를 줄이도록 결정된 계수 값이며 미리 설정한 임계치와 현재의 첨두치 값으로부터 결정된다. 원순환 거리 n_i 은 다음과 같이 결정된다.

$$n_i = \arg \max_{0 \leq t \leq N-1} |x_t + c_t^{i-1}|$$

푸리에 변환의 기본 성질에 의하면 시간 영역 커널이 원순환하는 경우 주파수 영역에서는 데이터의 크기는 변화하지 않고 위상만 한다. 이로부터 주파수 영역에서 크기가 0인 심볼은 계속 0으로 남는다는 것을 의미한다. 즉, 심볼 시퀀스 $\mathbf{P}_{n_i} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_{((n_i))}$ 는 \mathbf{p} 를 n_i 만큼 원순환하여도 \mathbf{R}^C 에서 여전히 영의 값을 유지한다.

수식 (1)에서는 한 번의 반복에서는 한 개의 최대 첨두치만을 감소하는 것을 가정하였고, 원하는 첨두 전력을 얻거나 최대 반복 횟수를 달성하면 반복을 멈춘다.

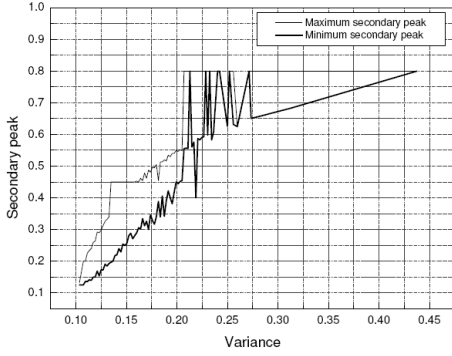
PAPR 감소 성능은 시간 영역 커널 \mathbf{p} 의 형태에 의해 좌우되며 \mathbf{p} 가 델타 함수 (delta function)일 때 성능이 가장 좋다. \mathbf{p} 가 델타 함수인 경우에는 첨두치 이외의 값에는 영향을 주지 않으면서도 첨두치를 원하는 만큼 줄일 수 있기 때문이다. 하지만 \mathbf{p}

가 델타 함수가 되기 위해서 \mathbf{P} 는 모든 위치에서 영이 아닌 같은 값을 가져야하며 이는 데이터 전송을 위한 톤을 하나도 쓰지 못한다는 문제점이 있다. 일반적으로 PTR의 수가 많을수록 PAPR 감소 성능은 향상되지만, 데이터 전송률은 감소한다는 상반관계가 존재한다. 따라서 PTR의 수는 적으면서도 가능한 \mathbf{p} 가 델타 함수의 모양과 유사하도록 설계되어야 하며 일반적으로 PTR의 비율은 15%를 넘지 않는다. 주어진 PTR 집합에 대해서 주파수 영역의 커널 \mathbf{P} 를 다음과 같이 생성하는 것이 \mathbf{p} 가 델타 함수의 모양과 가장 유사하다고 알려져 있다.^[7]

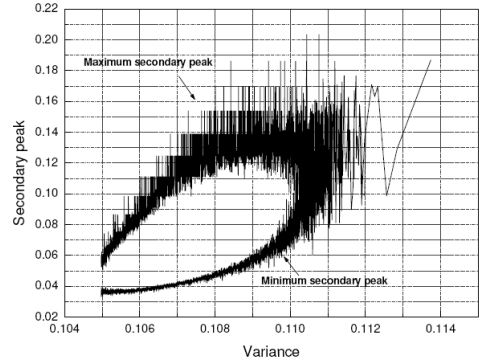
$$P_n = \begin{cases} 1, & n \in \mathbf{R} \\ 0, & n \in \mathbf{R}^C \end{cases}$$

이 때 \mathbf{P} 는 \mathbf{R} 의 특성 순열(characteristic sequence)에 해당되며 P_n 이 0과 1의 값만은 갖기 때문에 \mathbf{p} 의 첨두치는 항상 일정한 값을 갖는다는 것을 알 수 있다. 이때 \mathbf{p} 와 델타 함수의 유사도는 \mathbf{p} 의 이차 첨두치 값을 가장 작게 만드는 것으로 근사화하여 해석할 수 있다. \mathbf{R}_{opt} 를 \mathbf{p} 의 이차 첨두치 값을 가장 작게 만드는 최적의 PTR 집합으로 표현하면, \mathbf{R}_{opt} 를 구하는 문제는 \mathbf{P} 가 가질 수 있는 모든 조합에 대해 구해야하는 NP-hard 문제로 분류된다. 일반적으로 최적의 PTR 집합을 구하는 것은 불가능하기 때문에 낮은 계산 복잡도로 준 최적 PTR 집합을 찾는 방법이 필요하다. 다음은 이차 첨두치 (secondary peak)와 분산과의 관계로부터 준 최적의 PTR 집합을 찾는 방법을 설명한다.

먼저 $\mathbf{y} = \{y_0 y_1 y_2 \cdots y_{N-1}\}$ 가 $\sum_{t=0}^{N-1} y_t = \gamma$ 이고 $1 \leq t \leq N-1$ 일 때 $0 \leq y_t \leq y_0$ 라고 가정한다. y_0 는 상수이고 $1 \leq t \leq N-1$ 에서 y_t 는 변수라고 하면 다음의 관계를 얻는다.



(a) $N=32, W=8$



(b) $N=1024, W=102$

그림 2. 이차 첨두치와 분산과의 관계

$$\text{Max}_{1 \leq t \leq N-1} y_t \geq \frac{1}{N-1} \sum_{t=1}^{N-1} y_t = \frac{\gamma - y_0}{N-1}$$

$y_1 = y_2 = \dots = y_{N-1}$ 일 때 $1 \leq t \leq N-1$ 사이에서 y_t 의 최대 값이 가장 작은 값을 갖는다는 것은 자명하다. \mathbf{y} 의 분산 $\sigma_{\mathbf{y}}^2$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \sigma_{\mathbf{y}}^2 &= \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} y_t^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} y_t \right)^2 \\ &\geq \frac{1}{N(N-1)} \left(\frac{1}{N} y_t \right)^2 + \frac{1}{N} y_0^2 - \left(\frac{\gamma}{N} \right)^2 \\ &= \frac{1}{N(N-1)} (\gamma - y_0)^2 + \frac{1}{N} y_0^2 - \left(\frac{\gamma}{N} \right)^2 \end{aligned}$$

여기서 부등호는 코시-슈바르츠 부등식으로부터 성립한다. 이로부터 분산 $\sigma_{\mathbf{y}}^2$ 도 $y_1 = y_2 = \dots = y_{N-1}$ 일 때 최소 값을 갖는다는 것을 쉽게 알 수 있다.

$y_0 = |p_0|^2$ 로 하고 $y_t = |p_t|^2, 1 \leq t \leq N-1$ 로 정의하자. TR 기법에서 y_t 는 PRT 집합의 특성 순열을 역푸리에 변환하여 얻어지기 때문에 임의의 값을 갖지는 못한다. 따라서 이 경우에는 이차 첨두치를 최소화하는 것이 분산 $\sigma_{\mathbf{y}}^2$ 을 최소화하는 것과 같다고 할 수는 없지만 이차 첨두치와 분산 $\sigma_{\mathbf{y}}^2$ 사이의 관계가 그림 2와 같이 존재한다. 그림 2의 (a)는 $N=32$ 이고 $W=8$ 일 때 모든 가능한 PRT 집합에 대해서 분산과 이차 첨두치의 관계를 나타내고, 그림 2의 (b)는 $N=1024$ 이고 $W=102$ 일 때 임의로 생성한 10^7 개의 PRT 집합에 대해서 분산과 이차 첨두치의 관계를 나타냈다. 그림에서 첨두치는 1로 정규화 하였다. 그림 2에서 분산이 같은 PRT 집합들이라도 서로 다른 이차 첨두치를 가질 수 있지만 같은 분산에 대해서 가질 수 있는 최소의 이

차 첨두치는 분산이 감소함에 따라 감소하는 경향이 있음을 볼 수 있다. 이 때 가장 작은 분산을 갖는 PRT 집합이 항상 가장 작은 이차 첨두치를 갖는 것은 아니지만 최소의 이차 첨두치를 갖는 PRT 집합은 최소 또는 최소 부근의 분산을 갖는 PRT 집합에 포함됨을 볼 수 있다.

다음은 시간 영역의 커널 \mathbf{p} 의 분산 $\sigma_{\mathbf{p}}^2$ 가 \mathbf{P} 의 비주기성 자기 상관 함수로 표현됨을 보이고 이 때 \mathbf{P} 의 비주기성 자기 상관 함수는 간단한 테이블을 이용하면 AND와 정수의 덧셈 연산으로 구현됨을 살펴본다.^[2] 전력 밀도 함수 p_t 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$|p_t|^2 = \frac{1}{N} R_0 + \frac{1}{N} \sum_{\tau=1}^{N-1} R_{\tau} \cos \left(j2\pi \frac{\tau}{N} t \right) \quad (2)$$

R_{τ} 는 \mathbf{P} 비주기성 자기 상관으로 다음과 같이 정의된다.

$$R_{\tau} = \sum_{n=0}^{N-1-\tau} P_n P_{n+\tau}^* = \sum_{n=0}^{N-1-\tau} P_n P_{n+\tau} \quad (3)$$

$|p_t|^2$ 의 시간 평균 μ 는 다음과 같다.

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |p_t|^2 = \frac{1}{N} R_0 \quad (4)$$

(2)와 (4)를 이용하면 $|p_t|^2$ 의 분산 σ^2 를 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma_{\mathbf{p}}^2 = \frac{2}{N^2} \sum_{\tau=1}^{N-1} (R_{\tau}^2 + R_{\tau} R_{N-\tau}) \quad (5)$$

(3)의 $P_n P_{n+\tau}$ 계산은 AND 연산으로 구현할 수 있고 (5)의 곱하기 계산은 $0 \leq R_{\tau_1}, R_{\tau_2} \leq W$ 에 대

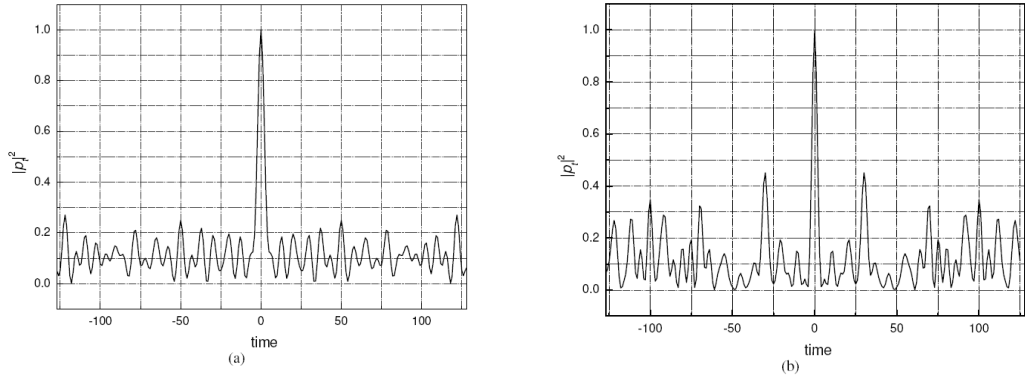


그림 3. 시간 영역 신호의 전력, (a) 제안된 PRT집합 (b) 임의의 PRT 집합

해서 $R_{\tau_1}^2$, $R_{\tau_1}R_{\tau_2}$ 를 포함하는 테이블을 이용해서 구현할 수 있다.

최소 이차 첨두치를 갖는 PRT 집합은 최소 또는 최소 부근의 분산을 갖는 PRT 집합에 포함되므로 낮은 계산 복잡도를 갖는 새로운 준최적 PRT 집합 탐색 알고리즘을 다음과 같이 제안한다.

[단계 1] 모든 PRT 집합이나 충분히 많은 임의의 PRT 집합을 (5)를 이용해서 계산한다. 분산이 낮은 쪽의 PRT 집합들을 일부 선택한다.

[단계 2] 단계 1에서 선택한 집합들을 역푸리에 변환해서 가장 작은 이차 첨두치를 갖는 PRT 집합을 찾는다.

최적의 PRT 집합을 찾기 위해서 모든 임의의 PRT 집합에 대해서 역푸리에 변환과 크기 비교를 행하는 것은 계산적으로 많은 복잡도를 요구한다. 단계 1에서 수행하는 계산은 비주기성 자기상관을 이용한 분산 계산에 필요한 정수 덧셈 연산이므로 계산의 복잡도가 낮다. 단계 1에서 선택된 집합들에 대해서만 복잡도가 높은 역푸리에 변환과 크기 비교를 행하므로 전체적인 계산 복잡도를 크게 낮출 수 있다.

III. 모의 실험 결과

모의 실험은 IEEE 802.11a 무선랜 표준인 64-부채널을 이용하는 OFDM 시스템으로 수행하였다. 전체에서 사용된 톤은 52개이고 나머지 12개의 톤은 보호 대역으로 사용되었다. 52개의 톤들 중에 8

개의 톤이 PRT 집합으로 예약되었고 44개의 톤을 이용해서 데이터를 전송한다. 입력 데이터는 16-QAM으로 변조한다. 아날로그 신호를 표변하기 위해서 복소 값을 갖는 기저 대역의 OFDM 신호를 4배로 과표본화 하였다⁵⁾.

PRT 집합의 선택에 따른 PAPR 감소 성능을 비교하기 위해서 본 논문에서 제안한 방법으로 선택한 PRT 집합 {8, 23, 31, 34, 43, 48, 50}, 임의로 생성한 PRT 집합 {6, 13, 21, 29, 31, 40, 54, 57}, 연속된 PRT 집합 {6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13}을 사용하였다.

그림 3은 $|p_i|^2$ 의 전력을 시간 영역에서 표시하였다. 제안된 PRT 집합의 이차 첨두치의 전력은 약 0.27이고 임의의 PRT 집합의 경우에는 약 0.45이다. 본 모의 실험에서 최대 반복 횟수는 20번으로 제한하였으며 최대 반복 횟수 이전이라고 중간 단계의 반복에서 원하는 최대 전력을 얻으면 반복을 멈춘다. 또한 각 반복마다 첨두치를 비교하여 첨두치가 가장 낮은 신호를 저장하고 있고 최대 반복 횟수까지 반복해서도 원하는 첨두값을 얻지 못하면 저장된 신호를 전송한다. 이는 반복을 진행하면서 최대 값이 항상 감소하지는 않는 경우도 발생하기 때문이다. TR 기법에서는 각 단계에서 첨두값을 비교하기 위해 사용되는 임계치의 설정 값이 PAPR 감소 성능에 영향을 미치는데 이 값은 여러 번의 모의 실험 결과로부터 결정한다. 제안된 PRT 집합과 임의의 PRT 집합에 적용된 임계치는 4.7 (6.7dB) 이고 연속 집합에는 7.0(8.5dB)를 적용하였다.

그림 4 는 각각의 PRT 집합을 사용한 OFDM 신호의 상보 누적 함수를 나타낸다. PAPR 감소 기법을 적용하지 않은 OFDM 신호의 PAPR은 10^{-6} 에서

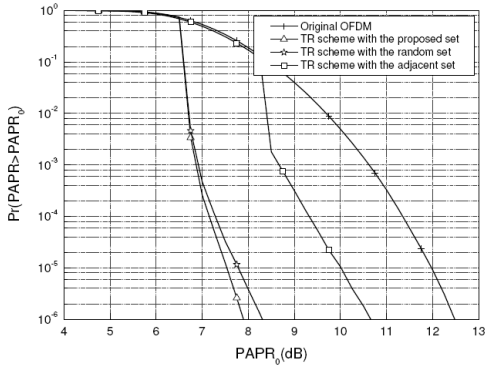


그림 4. $N=64$, $W=8$ 인 TR 기법이 적용된 여러 OFDM 신호의 상보 누적 함수

12.5 dB이다. 제안된 집합을 사용하는 경우에는 10^{-6} 에서 PAPR이 약 4.5dB 감소하는 반면, 연속된 집합을 사용하는 경우에는 10^{-6} 에서 PAPR이 약 2dB 감소하였고, 임의로 생성한 PRT 집합에 비해서 제안된 집합의 PAPR 감소 성능이 약간 우수함을 볼 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 TR 기법에서 근최적의 PRT 집합을 찾는 새로운 알고리즘을 제시하였다. 제안된 알고리즘은 크게 두 단계로 구분되고 첫 번째 단계에서는 최소 혹은 최소에 가까운 분산을 갖는 PRT 집합을 선택한다. 다음으로 두 번째 단계에서는 첫 번째 단계에서 선택된 PRT 집합에 대해서 역푸리에 변환을 한 후 이 중에서 이차 첨두치가 가장 낮은 PRT 집합을 선택한다. 제안된 방법의 첫 번째 단계에서는 복소수 계산이 아닌 정수 계산으로만 연산이 수행되기 때문에 가능한 PRT 집합에 대하여 전부 역푸리에 변환을 수행하는 기존의 방법에 비해서 전체적인 계산 복잡도가 감소한다.

참고 문헌

[1] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences, and Reed-Muller codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397 - 2417, Nov., 1999.

[2] N. Y. Ermolova and P. Vainikainen, "On the relationship between peak factor of a

multicarrier signal and aperiodic autocorrelation of the generating sequence," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 107 - 108, Mar., 2003.

[3] 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," In *Annals of Telecommun.*, vol. 52, no. 1 - 2, pp. 58 - 67, Feb., 1997.

[4] H. Ochiai and H. Imai, "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 11, pp. 2270-2277, Nov., 2000.

[5] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari, and B. H. Khalaj, "On the peak-to-average power of OFDM signals based on oversampling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 72 - 78, Jan., 2003.

[6] J. Tellado, *Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation*, Ph. D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA, 2000.

[7] J. Tellado, *Multicarrier Modulation with Low PAPR*, Massachusetts: Kluwer, 2000.

임 대 운 (Dae-Woon Lim)

정회원



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 학사
 1997년 2월 한국과학기술원 전기 및전자공학과 석사
 2006년 8월 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사
 1995년 9월~2002년 8월 LS산전

(주) 중앙연구소 선임 연구원

2006년 9월~현재 동국대학교 정보통신공학과 조교수
 <관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호

노 형 석 (Hyung-Suk Noh)

중신회원



2005년 2월 고려대학교 전기 전자
자전과공학부 학사
2005년 9월~현재 서울대학교 전기
기·컴퓨터 공학부 석사 과정
<관심분야> OFDM, WLAN, 시
공간 부호, MIMO

신 동 준 (Dong-Joon Shin)

중신회원



1990년 2월 서울대학교 전자 공
학과 공학사
1991년 12월 Northwestern
University, 전기공학과 공학
석사
1998년 12월 전기공학과 공학 박사
1999년 4월~2000년 8월 Hughes

Network Systems, MTS

2000년 9월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부
부교수

<관심분야> 디지털 통신, 이산 수학, 시퀀스, 오류
정정부호, 암호학

노 종 선 (Jong-Seon No)

정회원



1981년 2월 서울대학교 전자 공
학과 공학사
1984년 2월 서울대학교 전자 공
학과 공학 석사
1988년 USC, 전기공학과 공학 박사
1990년 9월~1999년 7월 건국대
학교 전자공학과 부교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수
<관심분야> 시퀀스, 시공간 부호, LDPC, 암호학