

# OFDM 통신 시스템에서 PAPR을 줄이기 위한 적은 계산 복잡도를 갖는 PTS 방법

정희원 임 대 운\*, 허 석 중\*\*, 종신회원 노 종 선\*\*, 정 하 봉\*\*\*

## A New PTS OFDM Scheme with Low Complexity for PAPR Reduction

Dae-Woon Lim\*, Seok-Joong Heo\*\* *Regular Members,*  
Jong-Seon No\*\*, Habong Chung\*\*\* *Lifelong Members*

### 요 약

본 논문은 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 통신 시스템에서 최대 전력 대 평균 전력의 비 (PAPR)를 감소하기 위해서 사용되는 새로운 부분 전송 시퀀스(PTS) 기법을 제안한다. 제안하는 방법에서는 역 푸리에 변환 (IFFT)을 두 부분으로 나누어 실행한다. 첫 번째 부분에서는 IFFT를 중간까지만 수행하여 입력 심볼 시퀀스를 중간 신호 시퀀스로 변환한다. 두 번째 부분은 중간 신호 시퀀스를 여러 개의 서브 시퀀스로 분할한 후 각각에 대해서 나머지 IFFT를 완료하고 PAPR을 감소하기 위한 위상 벡터를 선택한다. 본 논문에서 제안하는 PTS 기법은 기존의 PTS 기법과 유사한 PAPR 감소 성능을 보이지만 계산 복잡도를 감소시킨다.

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

### ABSTRACT

In this paper, we introduce a new partial transmit sequence (PTS) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) scheme with low computational complexity. In the proposed scheme,  $2^n$ -point inverse fast Fourier transform (IFFT) is divided into two parts. An input symbol sequence is partially transformed using the first  $l$  stages of IFFT into an intermediate signal sequence and the intermediate signal sequence is partitioned into a number of intermediate signal subsequences. Then, the remaining  $n-l$  stages of IFFT are applied to each of the intermediate signal subsequences and the resulting signal subsequences are summed after being multiplied by each member of a set of  $W$  rotating vectors to yield  $W$  distinct OFDM signal sequences. The one with the lowest peak to average power ratio (PAPR) among these OFDM signal sequences is selected for transmission. The new PTS OFDM scheme reduces the computational complexity while it shows almost the same performance of PAPR reduction as that of the conventional PTS OFDM scheme.

### 1. 서 론

직교 주파수 분할 다중화(OFDM)은 차세대 무선

통신 시스템의 국제 표준에서 유력한 후보로 고려되고 있으며 국내에서는 지상파 디지털 멀티미디어 방송과 휴대 인터넷의 표준에 채택되었다. OFDM

\* 본 연구는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금으로 수행한 최우수실험실지원사업과 정보통신부의 출연금으로 수행하고 있는 ITRC 과제의 연구 결과입니다.

\* 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 및 동국대학교 정보통신공학과 (dwl@ccs.snu.ac.kr)

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

\*\*\* 홍익대학교 전기전자공학부 (habchung@wow.hongik.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-04-176, 접수일자 : 2006년 4월 16일, 최종논문접수일자 : 2006년 9월 1일

은 연속적인 데이터 심볼 스트림을 여러 개의 직교하는 서브 채널로 다중화하여 데이터를 전송함으로써 스펙트럼 효율을 증가시키며 주파수 선택적 페이딩 채널에서 단일 반송파 변조보다 좋은 성능을 갖는다. OFDM의 주요한 단점 중에 하나는 전송 신호의 최대 전력 대 평균 전력의 비(PAPR)가 크다는 것이다. PAPR이 크면 고전력 증폭기(HPA)의 비선형 영역에서 신호가 왜곡되어 비트 오류율이 증가한다.

최근에 PAPR을 감소시키기 위한 많은 연구가<sup>[1-8]</sup> 수행되었다. 이 중에서 간단하고 일반적으로 사용되는 방법은 PAPR을 특정한 임계값 이하로 클리핑하는 방법이다. 그러나 이 방법은 신호의 대역 내 왜곡과 대역 외 방사를 유발할 수 있다. 음성 신호 처리에서 많이 응용되는  $\mu$ -법칙을 이용한 컴팬딩 방법<sup>[9]</sup>은 클리핑 방법보다 좋은 비트 오류율 성능을 갖는다. 논문 [7]에서 Jiang는 OFDM 신호 진폭의 확률적 분포를 유사 균일 분포로 변환하여 PAPR을 효율적으로 줄이는 새로운 비선형 컴팬딩 변환 방법을 제안하였다.

논문 [5]에서 적은 부가 정보를 사용하여 신호의 왜곡 없이 PAPR을 줄이는 방법으로 선택 사상 기법 (SLM)과 부분 전송 시퀀스(PTS) 기법이 제시되었다. SLM 기법에서는 서로 다른 입력 심볼 시퀀스(input symbol sequence)를 생성하기 위해 입력 심볼 시퀀스를 여러 종류의 위상 시퀀스들과 곱한다. 이렇게 생성한 입력 심볼 시퀀스들을 각각 역푸리에 변환하여 가장 작은 PAPR을 갖는 신호를 선택하여 전송한다. PTS 기법에서는 입력 심볼 시퀀스를 서로소인 입력 심볼 서브 시퀀스들(disjoint input symbol subsequence)로 분할하고 각각의 입력 심볼 서브 시퀀스를 IFFT 한 후 위상 벡터들과 곱하여 모두 더한다. 이 때 가장 작은 PAPR을 갖게 하는 위상 벡터를 선택하고 이에 해당하는 신호를 전송한다. SLM 기법에서는 위상 시퀀스의 수만큼, PTS 기법에서는 입력 심볼 서브 시퀀스의 수만큼 IFFT 연산을 수행해야 한다. IFFT 연산이 동일한 경우 PTS 기법이 SLM 기법보다 PAPR 감소 성능이 우수하다. 일반적으로 PAPR 감소 기법에서 부가 정보의 양과 계산 복잡도 사이에는 상반 관계가 있다. OFDM 시스템에서 부반송파의 수가 늘어나고 차수가 높은 변조를 사용함에 따라 PAPR 감소 기법을 설계할 때 적은 부가 정보 갖는 것보다 적은 계산 복잡도를 갖는 것이 더욱 중요하며 본 논문은 기존의 PTS 기법과 유사한 PAPR 감소

성능을 보이지만 계산 복잡도를 감소시키는 방법을 제시한다.

본 논문은 다음과 같이 구성 되었다. II장에서는 OFDM 시스템과 PTS 기법을 설명하고, III장에서는 본 논문에서 제안하는 PTS 기법을 설명한다. IV장에서 모의실험 결과를 보여주고, V장에서 결론을 내고 있다.

## II. OFDM 시스템과 PTS 방법

### 2.1 OFDM 시스템

$\mathbf{A} = [A_0 A_1 \cdots A_{N-1}]^T$ 가 입력 심볼 시퀀스 일 때  $N = 2^n$ 개의 부반송파를 이용한 OFDM 신호 시퀀스 (signal sequence)  $\mathbf{a} = [a_0 a_1 \cdots a_{N-1}]^T$ 는 이산 시간  $t$ 에서 수식 (1)과 같이 정의된다.

$$a_t = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi \frac{k}{N} t}, \quad 0 \leq t \leq N-1 \quad (1)$$

$\mathbf{T}_i$  가 IFFT의  $i$ 번째 단계를 나타내는  $N \times N$  대칭 행렬 (symmetric matrix)을 의미 할 때,  $\mathbf{Q}_i^j$ 를  $\mathbf{Q}_i^j = \mathbf{T}_j \mathbf{T}_{j-1} \cdots \mathbf{T}_{i+1} \mathbf{T}_i$ 와 같이 정의한다면 수식 (1)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{a} = \mathbf{Q}_1^N \mathbf{A}$$

OFDM 신호 시퀀스의 PAPR은 다음과 같이 정의된다.

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

여기서  $\text{E}[x]$ 는  $x$ 의 기대 값을 의미하고,  $N$ 은 심볼의 주기에 해당된다.

### 2.2 기존의 PTS 기법

PTS 기법에서는 첫 번째로 입력 심볼 시퀀스  $\mathbf{A}$ 를 ‘서로소’인  $V$ 개의 입력 심볼 서브 시퀀스  $\mathbf{A}_v = [A_{v,0} A_{v,1} \cdots A_{v,N-1}]^T$ 로 나누는데, 여기서 ‘서로소’의 의미는  $0 \leq k \leq N-1$ 에서  $A_{v,k} \neq 0$ 을 만족하는  $v$ 가 하나만 존재함을 의미하며,  $\mathbf{A}$ 는  $\mathbf{A}_v$ 를 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{A} = \sum_{v=0}^{V-1} \mathbf{A}_v$$

두 번째로  $\mathbf{A}_v$ 를 각각 IFFT 하여 신호 서브 시퀀스  $\mathbf{a}_v = [a_{v,0} a_{v,1} \cdots a_{v,N-1}]^T$ 를 생성한다.

알파벳  $\mathbb{Z}$ 상에서 단위 크기를 갖는 위상 벡터를  $\mathbf{r}^w = [1 r_1^w \cdots r_{W-1}^w]^T$  라고 정의 하면 위상 벡터의 색인의 수  $W$ 는  $|\mathbb{Z}|^{V-1}$  이다.  $\mathbb{Z}$ 는 일반적으로  $\{\pm 1\}$  또는  $\{\pm 1, \pm j\}$  이다.

다음으로  $\mathbf{a}_v$ 를  $r_v^w$ 와 곱한 후 모두 더하여  $\mathbf{a}^w = [a_0^w a_1^w \cdots a_{N-1}^w]^T$ 를 생성하며,  $\mathbf{a}^w$ 는 다음 수식과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}^w = \sum_{v=0}^{V-1} r_v^w \mathbf{a}_v$$

$W$ 개의 위상 벡터를 이용하여  $W$ 개의  $\mathbf{a}^w$ 를 생성하고 나서, 마지막으로 각각의 PAPR을 계산한 후 가장 작은 PAPR을 갖는 신호 시퀀스  $\tilde{\mathbf{a}}^w$ 와 이에 해당하는 위상 벡터  $\tilde{\mathbf{r}}^w$ 의 색인  $\tilde{w}$ 을 전송한다. 이 경우  $\tilde{w}$ 는 다음 수식과 같이 표현된다.

$$\tilde{w} = \underset{0 \leq w \leq W-1}{\operatorname{argmin}} \operatorname{Max}_{0 \leq t \leq N-1} \left| \sum_{v=0}^{V-1} r_v^w a_{v,t} \right|$$

위상 벡터의 색인 정보는 매우 중요하기 때문에 에러가 발생하여도 이를 검출하고 정정할 수 있도록 하기 위해서 부호화 된다. 부호기의 부호화율을  $R$ , 위상 벡터의 수를  $W$ 로 나타내면 위상 벡터 색인을 전송하기 위해서 필요한 M-QAM 심볼의 수는  $\lceil \log_M(W/R) \rceil$  이다.

서브 블록 분할 시퀀스  $\mathbf{S} = [S_0 S_1 \cdots S_{N-1}]^T$   $S_k \in \{0, 1, \dots, V-1\}$ 는  $S_k = v$ 일 때  $\mathbf{A}$ 의  $k$ 번째 심볼  $A_k$ 를  $\mathbf{A}_v$ 에 할당한다.  $v$ 번째 서브 블록 인덱스 시퀀스  $\mathbf{B}_v = [B_{v,0} B_{v,1} \cdots B_{v,N-1}]^T$   $0 \leq v \leq V-1$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$B_{v,k} = \begin{cases} 1, & S_k = v \\ 0, & S_k \neq v \end{cases}$$

$\tilde{\mathbf{B}}_v$ 가  $\mathbf{B}_v$ 를 대각 성분으로 갖는  $N \times N$  대각 행렬이라고 하면,  $\tilde{\mathbf{A}}_v$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{A}}_v = \tilde{\mathbf{B}}_v \mathbf{A}_v$$

위상 벡터  $\mathbf{r}^w$ 로 생성되는 출력 신호 시퀀스  $\mathbf{a}^w$ 는 다음 수식과 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}^w = \sum_{v=0}^{V-1} r_v^w \mathbf{Q}_1^T \tilde{\mathbf{B}}_v \mathbf{A}_v$$

서브 시퀀스 분할 방법은 크게 세 가지로 나눌 수 있다. 첫 번째 연속적인 방법은  $N/V$ 개의 연속적인 심볼을 동일한 서브 시퀀스에 할당 한다. 두 번째 방법은 인터리빙 (interleaving)이라고 불리며  $V$ 의 거리를 갖는 심볼들을 동일한 서브 시퀀스에 할당한다. 마지막 방법은 심볼을 임의로 서브 시퀀스에 할당한다.

예를 들어 길이가 16인 입력 심볼 시퀀스  $\mathbf{A}$ 를 4개의 서브 시퀀스로 나누는 경우, 연속적인 방법은  $\mathbf{S} = [0000111122223333]^T$ 를 사용하고, 인터리빙 방법은  $\mathbf{S} = [0123012301230123]^T$ 를 사용하며 임의의 방법은  $\mathbf{S} = [1022311301203203]^T$ 를 사용한다.

PTS 기법에서 서브 시퀀스 분할 방법에 따라 계산 복잡도와 PAPR의 감소 성능 사이에 상반 관계가 있으며 서브 시퀀스를 임의로 나눌 때 PAPR 감소 성능은 가장 좋다고 알려져 있다. 인터리빙 방법으로 서브 블록을 나누는 경우 Cooley-Tuckey 알고리즘을 이용하면 계산량이 감소하지만 PAPR 감소 성능은 가장 나쁘다.

### III. 제안하는 PTS OFDM 방법

#### 3.1 제안하는 PTS OFDM

입력 심볼 시퀀스들을 IFFT의 입력 단계에서 분할하는 기존의 PTS 기법과는 달리, 본 논문에서 제안하는 PTS 기법은 IFFT의  $l$ 번째 단계 이후에 입력 심볼 시퀀스를 분할한다. 그림 1에서 제안된 PTS 기법은 길이가  $2^n$ 인 IFFT를 크게 두 부분으로 나누어서 수행한다.

먼저 입력 데이터 심볼 시퀀스  $\mathbf{A}_{\text{data}}$ 는 IFFT의  $l$ 번째 단계까지 부분적으로 변환되어 중간 단계에서의 신호 시퀀스(intermediate signal sequence)  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{data}} = \mathbf{Q}_1^l \mathbf{A}_{\text{data}}$ 를 생성한다. 다음으로  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{data}}$ 를  $V$ 개의 서브 시퀀스로 분할하고 나서  $l$ 번째 단계 이후의 IFFT를 수행한다.

$V$ 개의 IFFT가 각각 행해지던 기존의 PTS 기법

에 비해 새로 제안된 기법에서는  $\hat{\mathbf{a}}_{\text{data}}$ 가 공통적으로 이용되기 때문에 기존의 기법에 비해 계산 복잡도가 현저히 감소한다.

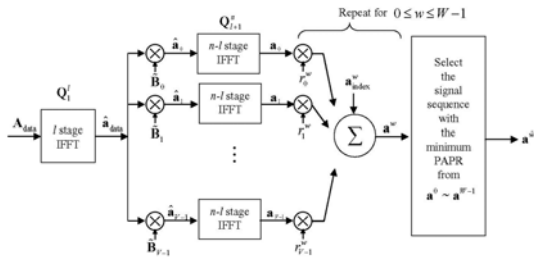


그림 1. 새로 제안하는 PTS 기법의 블록도

기존의 PTS 기법에서는 IFFT 입력 전에 위상 벡터의 인덱스 시퀀스  $\mathbf{A}_{\text{index}}$ 를  $\mathbf{A}_{\text{data}}$ 에 더하는 반면, 제안된 PTS 기법에서는 인덱스 시퀀스의 정보를 첨가하는 과정이 IFFT 이후 단계에서 일어난다. 이 경우  $\mathbf{A}_{\text{index}}$ 를 IFFT 하여 생성한 인덱스 신호 시퀀스  $\mathbf{a}_{\text{index}}^w$ 를 더하는데  $\mathbf{a}_{\text{index}}^w$ 는 반복적으로 이용되므로 메모리에 저장해서 사용하면 효과적이다.

제안된 PTS 기법에서 위상 벡터  $\mathbf{r}^w$ 로 생성되는  $\mathbf{a}^w$ 는 수식 (2)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}^w = \sum_{v=0}^{V-1} r_v^w \mathbf{Q}_{l+1}^n \tilde{\mathbf{B}}_v \mathbf{Q}_l^l \mathbf{A}_{\text{data}} + \mathbf{a}_{\text{index}}^w \quad (2)$$

$|\mathcal{Z}|$ 가 위상 벡터 알파벳 수를 나타냄으로 블록을  $V$ 개로 나누는 PTS 기법은  $|\mathcal{Z}|^{V-1}$ 개의 위상 시퀀스를 갖는 SLM 기법의 특별한 경우로 생각할 수 있다.  $\mathbf{P}^w = \sum_{v=0}^{V-1} r_v^w \tilde{\mathbf{B}}_v$ 로 표현하면 수식 (2)는 수식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{a}^w = \mathbf{Q}_{l+1}^n \mathbf{P}^w \hat{\mathbf{a}}_{\text{data}} + \mathbf{a}_{\text{index}}^w \quad (3)$$

논문 [8]을 참조하면, 수식 (3)에서  $\mathbf{P}^w$ 의 대각 성분으로 구성된 시퀀스는 SLM 기법에서  $l$ 번째 중간 단계에서의 위상 시퀀스에 해당한다.  $\mathbf{a}^w$ 를 생성하기 위해서 수식 (2)와 수식 (3)을 모두 이용할 수 있지만, 수식 (3)을 이용하면 IFFT 연산을  $|\mathcal{Z}|^{V-1}$

번 수행해야 하고 수식 (2)를 이용하면  $V$ 번만 수행하면 된다.

### 3.2 블록 분할 시퀀스

본 절은 부반송파의 수가  $N = 2^m$ 이고 서브 블록의 수가  $V = 2^u$ 인 경우에 사용할 수 있는 서브 블록 분할 시퀀스의 구조적인 생성 방법을 제안한다. 제안된 방법은 길이가  $2^n - 1$ 인  $m$ -시퀀스  $\mathbf{M} = [M_0 M_1 \dots M_{2^n-2}]^T$ 를 이용하여 서브 블록 분할 시퀀스  $\mathbf{S}$ 를 수식 (4)와 같이 생성하며, 이 때  $S_k = v$ 인 원소의 발생 빈도는  $2^{m-u}$ 이다.

$$S_k = \begin{cases} 0, & k=0 \\ \sum_{j=0}^{u-1} 2^j M_{k-1+j}, & 1 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (4)$$

예를 들어 부반송파의 수가  $N = 2^3$ 이고 서브 블록의 수가  $V = 2^2$ 일 때, 길이가 7인  $m$ -시퀀스  $\mathbf{M} = [1001011]$ 를 이용하면 서브 블록 분할 시퀀스  $\mathbf{S} = [01021233]$ 를 생성할 수 있다.

### 3.3 계산 복잡도

부반송파의 수가  $N = 2^n$ 일 때 기존의 PTS 기법에서 필요한 복소수 곱셈 횟수와 복소수 덧셈 횟수는 각각  $2^{n-1}nV$ 와  $2^n nV$ 이다. 제안된 PTS 기법을 적용하여 IFFT의  $l$ 번째 단계에서 블록을 분할하는 경우, 복소수 곱셈 횟수는  $2^{n-1}n + 2^{n-1}(n-l)(V-1)$ 이고 복소수 덧셈 횟수는  $2^n n + 2^n(n-l)(V-1)$ 로 감소한다. 기존의 PTS 기법과 비교해서 제안된 기법의 계산 복잡도 감소율(computational complexity reduction ratio; CCRR)을 다음 수식과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \text{CCRR} &= \left( 1 - \frac{\text{제안하는 PTS의 계산량}}{\text{기존의 PTS의 계산량}} \right) \\ &= \left( 1 - \frac{1}{V} \right) \frac{l}{n} \times 100 (\%) \end{aligned}$$

표 1은 몇 가지 대표적인  $V, l, n$ 에 대한 계산 복잡도 감소율을 나타내며 일정한  $n-l$ 에 대하여  $n$ 과  $V$ 에 비례한다.

표 1. 계산 복잡도 감소율

| n-1 | CCRR(%)    |      |      |              |      |      |              |      |      |
|-----|------------|------|------|--------------|------|------|--------------|------|------|
|     | N=256(n=8) |      |      | N=2048(n=11) |      |      | N=8192(n=13) |      |      |
|     | V=2        | V=4  | V=8  | V=2          | V=4  | V=8  | V=2          | V=4  | V=8  |
| 3   | 28.6       | 42.9 | 50.0 | 36.4         | 54.5 | 63.6 | 38.5         | 57.7 | 67.3 |
| 4   | 21.4       | 32.1 | 37.5 | 31.8         | 47.7 | 55.7 | 34.6         | 51.9 | 60.6 |
| 5   | 14.3       | 21.4 | 25.0 | 27.3         | 40.9 | 47.7 | 30.8         | 46.2 | 53.8 |
| 6   | 7.1        | 10.7 | 12.5 | 22.7         | 34.1 | 39.8 | 26.9         | 40.4 | 47.1 |

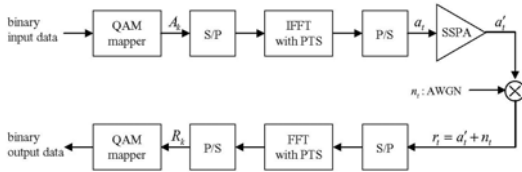


그림 3. AWGN 채널에서 제안된 PTS OFDM 시스템 모델의 성능을 평가하기 위한 블록도

3.4 시스템의 성능

HPA가 발생하는 비선형 왜곡은 무선 통신 시스템의 성능을 열화 시킨다.  $P_{max}$ 와  $P_{avr}$ 를 각각 HPA의 최대 출력 전력과 평균 전력이라고 할 때 HPA의 OBO(output back-off)를 수식 (5)와 같이 정의한다.

$$OBO = 10 \log \frac{P_{max}}{P_{avr}} \quad (5)$$

대표적인 HPA 모델로는 SSPA (solid state high power amplifier)와 TWTA (traveling wave tube amplifier)가 있으며, SSPA는 TWTA에 비해 소 신호 대역에서 더 선형적인 특성을 갖는다.

일반적으로 SSPA의 AM/PM (amplitude modulation/phase modulation) 변환은 충분히 작다고 가정한다. OFDM 신호  $a_t$ 의 진폭을  $r$ , HPA의 한계 출력 진폭을  $A_0$ , 소 신호 이득 (small signal gain)을  $v$ 라고 할 때, AM/AM 변환 함수  $f(r)$ 를 수식 (6)과 같이 표현한다.

$$f(r) = \frac{vr}{\left(1 + \left(\frac{v}{A_0}r\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, p > 0, A_0 > 0, v > 0 \quad (6)$$

이 때 OFDM 신호 진폭의 확률 밀도 함수를  $p(r)$ 로 나타내면, 수식 (5)로부터 SSPA의 OBO는 수식 (7)과 같이 표현된다.

$$OBO_{SSPA} = \frac{A_0^2}{\int_0^\infty f^2(r)p(r)dr} \quad (7)$$

그림 2는 AWGN 채널에서 제안된 PTS OFDM 시스템의 성능을 평가하기 위한 모델의 블록도를 나타낸다. 송신기는 입력 이진 데이터를 QAM 변조된 심볼로 변환하고 제안된 PTS 기법을 적용하여 PAPR이 최소화된 OFDM 신호를 생성한다. 다음으로 OFDM 신호는 비선형 SSPA에 의해서 증폭되고 AWGN 채널을 통해서 전송된다.

IV. 모의실험 결과

IEEE 802.16 WMAN (wireless metropolitan area network) 표준에 따라 모의실험을 수행하였다. WMAN 표준에서 부반송파는 2048개로 구성되며 입력 심볼은 16-QAM의 성상도를 갖도록 변조된다. 2048개의 부반송파 중에서 1702개는 데이터 전송에 사용하지만 채널의 가장 자리에 위치한 345개의 부반송파는 인접 채널 간의 간섭을 피하기 위해서 사용하지 않으며, 1개의 반송파는 DC로 사용된다.

모의실험에서는 PAPR의 통계적인 특성을 나타내기 위해서 10만개의 입력 심볼 시퀀스를 임의로 생성하였으며, OFDM 신호를 4배로 과표본하였다.  $V=2, 4$ 인 경우에 사용한 위상 벡터의 원소는  $\{\pm 1, \pm j\}$ 이고,  $V=8$ 인 경우에 사용한 위상 벡터의 원소는  $\{\pm 1\}$ 이다. 그림 3과 4는 OFDM 신호의 PAPR이 특정한 임계값 보다 클 확률적 분포를 나타낸다. 그림 3은 제안된 PTS 기법을 적용

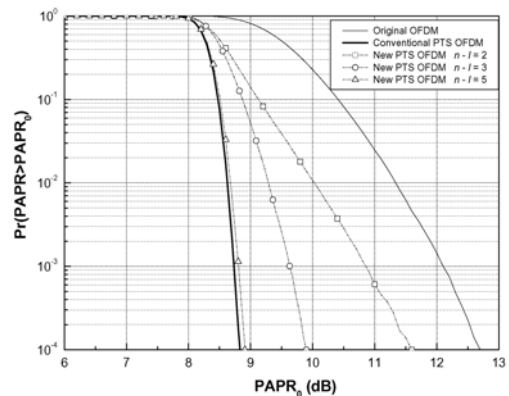


그림 3. 제안된 PTS 기법을 적용하여 블록을 8개로 분할하는 경우, 블록을 분할하는 단계를 변경하면서 PAPR 감소 성능을 비교

할 때  $n-l$ 을 2, 3, 5로 변화하면서 이에 따른 PAPR 감소 결과를 비교한다. 이로부터 제안된 PTS 기법에서  $n-l=5$ 인 경우, 기존 PTS 기법과 거의 유사한 PAPR 감소 성능을 보임을 알 수 있다. 여러 다른 모의실험 결과로부터 반송파의 수가 256에서 8192사이의 값을 가질 경우  $n-l=5$ 가 적절하다는 것을 알 수 있었다.

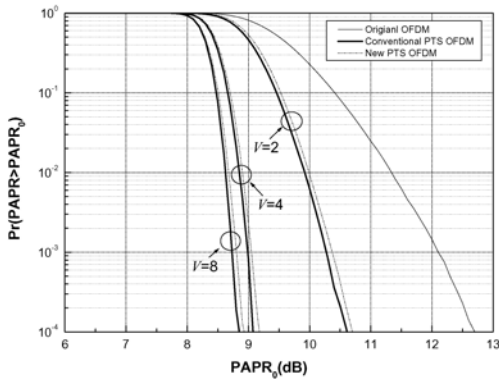


그림 4. 서브 블록의 수를 변화하면서 기존의 PTS 기법과 새로 제안된 PTS기법의 PAPR 감소 성능 비교

그림 4는 제안된 PTS 기법에서  $n-l=5$ 인 경우, 서브 블록의 수를 변화하면서 제안된 PTS 기법과 기존의 PTS 기법의 PAPR 감소 성능을 비교한다. 이로부터 블록의 수가 2, 4, 8인 경우 두 기법의 PAPR 감소 성능은 거의 유사함을 볼 수 있고, 표 1에 의하면 기존의 PTS 기법에 비해 계산 복잡도가 27%에서 48%까지 감소함을 알 수 있다.

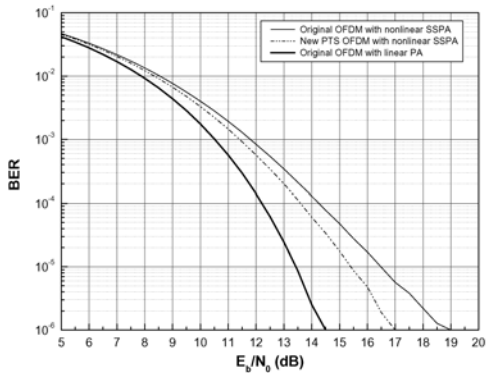


그림 5. 비선형 SSPA를 사용한 경우, AWGN 채널에서 기존의 OFDM 시스템과 제안된 PTS OFDM 시스템의 비트 오류율 성능을 비교

그림 5는  $p=10$ 인 비선형 SSPA의 OBO를 5dB로 가정한 경우 AWGN 채널에서 OFDM 시스템의 BER 성능을 보여준다. 또한 비교를 위해서 선형 SSPA를 가정한 경우의 BER 성능을 굵은 실선으로 표시 하였다. 이로부터 일반적인 OFDM 시스템의 경우 비선형 SSPA를 사용하면 선형 SSPA를 사용한 경우와 비교하여  $BER=10^{-6}$ 에서  $E_b/N_0$ 가 4.5dB 열화됨을 볼 수 있고, 비선형 SSPA를 사용한 경우 제안된 PTS 기법을 적용하면 적용하지 않은 경우와 비교하여  $BER=10^{-6}$ 일 때  $E_b/N_0$ 가 1.7dB 향상됨을 볼 수 있다.

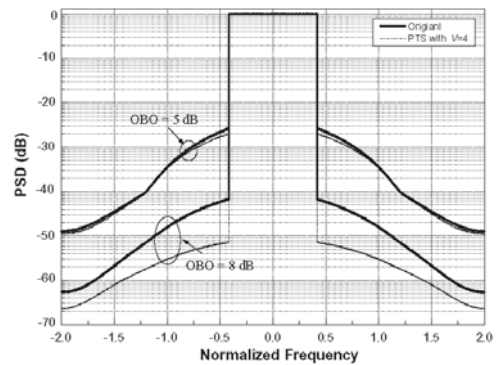


그림 6. 기존의 OFDM 시스템과 제안된 PTS OFDM 시스템의 전력 스펙트럼 밀도의 비교

그림 6에서는  $p=10$ 인 비선형 SSPA를 사용하고 AWGN 채널을 통해서 OFDM 신호를 전송했을 때 전력 스펙트럼 밀도 함수를 보여준다. 이로부터 제안된 PTS 기법을 적용하면 적용하지 않은 경우와 비교해서 대역 외 방사가 감소함을 볼 수 있다. 제안된 PTS 기법을 적용한 경우 대역 외 방사의 감소량은 OBO가 5dB일 때 보다 8dB일 때 더 크며, OBO가 8dB일 때 대역 외 방사가  $-50$  dB 이하로 감소함 볼 수 있다.

## V. 결론

PAPR 감소 기법에서 PAPR 감소 성능과 계산 복잡도 사이에는 상호 교환의 관계가 있다. 본 논문에서는 기존의 PTS 기법과 비교하여 계산 복잡도는 감소 하지만 PAPR 감소 성능은 유사한 새로운 PTS 기법을 제안 하였다.

모의실험을 통하여 2048개의 부반송파를 사용하

는 OFDM 시스템에 제안된 PTS 기법을 적용하여 IFFT의 6번째 단계에서 블록을 8개로 분할하는 경우, 기존의 PTS 기법과 유사한 PAPR 감소 성능을 보이면서 계산 복잡도는 48% 감소함을 보였다.

제안된 기법은 구현이 매우 간단하면서도 부반송파의 수가 증가 할수록 기존의 PTS기법과 비교하여 계산 복잡도의 감소율도 증가한다는 특징을 가지고 있으므로, 고속으로 멀티미디어 데이터를 전송하기 위해 많은 부반송파를 사용하는 차세대 이동 통신 시스템에 적용하면 효과적이다.

참 고 문 헌

- [1] M. Breiling, S. H. Müller, and J. B. Huber, "SLM peak power reduction without explicit side information," IEEE Commun. Lett., vol. 5, no. 6, pp. 239 - 241, June 2001.
- [2] 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.
- [3] P. V. Eetvelt, G. Wade, and M. Tomlinson, "Peak to average power reducing for OFDM schemes by selective scrambling," IEEE Electron. Lett., vol. 32, no. 21, pp. 1963 - 1964, Oct. 1996.
- [4] S. G. Kang and J. G. Kim, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," IEEE Trans. Broadcast., vol. 45, no. 3, pp. 333 - 338, Sept. 1999.
- [5] 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.
- [6] X. Wang, T. T. Tjhung, and C. S. Ng, "Reduction of peak to average ratio pf OFDM system using a companding technique," IEEE Trans. Broadcast., vol. 45, no. 3, pp. 303 - 307, Sept. 1999.
- [7] T. Jiang and G. Zhu, "Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of OFDM signals," IEEE Trans. Broadcast., vol. 50, no. 3, pp. 342 - 346, Sept. 2004.
- [8] D. -W. Lim, S. -J. Heo, J. -S. No, and H. Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction," IEEE Signal Processing Lett., vol. 12, no. 2, pp. 93 - 96, Feb. 2005.

임 대 운 (Dae-Woon Lim)

정회원



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

(주) 중앙연구소 선임 연구원

<관심분야> OFDM, 부호 이론, 시공간 부호

허 석 중 (Seok-Joong Heo)

정회원



2003년 2월 연세대학교 기계전자공학부 학사  
 2005년 2월 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 석사  
 2005년 3월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터 공학부 박사 과정

<관심분야> OFDM, WLAN, 시

공간 부호, MIMO

노 종 선 (Jong-Seon No)

종신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사  
 1984년 2월 서울대학교 전자공학과 공학 석사  
 1988년 USC, 전기공학과 공학 박사  
 1990년 9월~1999년 7월 건국대학교 전자공학과 부교수

1999년 8월~현재 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 시퀀스, 시공간 부호, LDPC, 암호학

정 하 봉 (Habong Chung)

종신회원



1981년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사  
 1985년 USC, 전기공학과 공학 석사  
 1988년 USC, 전기공학과 공학 박사

1988년~1991년 뉴욕 주립대 전

기공학과 조교수

1991년~현재 홍익대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 부호 이론, 조합 수학, 시퀀스 설계