

논문 2011-48TC-9-4

Cognitive Radio 시스템에서 Non-Contiguous OFDM의 PAPR 감소기법 분석

(PAPR Reduction Techniques Analysis of Non-Contiguous OFDM in
Cognitive Radio Systems)

전 석 훈*, 오 진 오*, 서 만 중*, 임 성 빈**

(Seokhun Jeon, Jino Oh, Manjung Seo, and Sungbin Im)

요 약

무선 통신 시스템의 효율을 높이기 위해 제안된 무선인지 (Cognitive Radio) 시스템은 2차 사용자가 주사용자 (primary user)의 스펙트럼을 서로 공유하는 시스템이다. 2차 사용자가 주사용자에게 간섭을 일으키지 않으면서 효율적으로 데이터를 전송하기 위해서 NC-OFDM (Non-contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 사용한다. 하지만 NC-OFDM은 기존 OFDM과 마찬가지로 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 발생시켜 시스템 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 첫 번째로 NC-OFDM에서 부반송파의 분포에 따른 PAPR에 대해 분석하였다. 두 번째로 기존 OFDM의 PAPR 감소기법인 PTS (Partial Transmit Sequence)와 SLM (Selective Mapping)을 NC-OFDM에 적용하여 PAPR 감소성능을 확인하였다. 마지막으로 pruned-FFT가 적용된 PAPR 감소기법을 NC-OFDM에 적용할 경우 계산복잡도를 기존 OFDM과 비교하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 pruned-FFT가 적용된 NC-OFDM이 기존 OFDM보다 PAPR 감소성능 및 계산복잡도 측면에서 보다 효율적임을 검증하였다.

Abstract

Cognitive Radio, which is proposed to improve the efficiency of wireless communication systems is the system to share primary user's frequency bands with a secondary user. In this situation, a secondary user uses NC-OFDM (Non-contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing) to transmit data effectively without interfering with the primary user's spectrum. However, NC-OFDM, in common with contiguous OFDM, degrades the performance of the system by generating high PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). In this paper, firstly, we analyse PAPR corresponding to the distribution of subcarriers in NC-OFDM. Then the PAPR reductions that employ the PTS (Partial Transmit Sequence) and SLM (Selective Mapping) are evaluated. Finally, the computational complexities of the PTS and SLM adopting pruned-FFT are compared with conventional PTS and SLM. Further, it is shown that the NC-OFDM with pruned-FFT is more efficient than the contiguous OFDM in terms of computational complexity and PAPR reduction performance.

Keywords : Cognitive Radio, NC-OFDM, PAPR, pruned FFT

I. 서 론

최근 무선통신 분야에서는 시스템의 효율을 증가시

키는 것에 연구의 초점이 맞춰져 있다. 그림 1은 일반적인 무선통신 환경을 도식화하여 나타낸 것으로써, 시간에 따른 주파수의 사용이 드물게 또는 규칙적으로 존재함을 보여준다. 여기서 "spectrum hole"로 불리는 미사용 주파수 대역은 전체 주파수 사용효율을 저하시키는 요인이 된다. 이러한 상황에서 무선 통신시스템의 효율을 증가시키기 위해 2차 사용자가 주사용자의 spectrum hole을 기회적으로 사용하는 무선인지

* 학생회원, ** 평생회원, 송실대학교
(Soongsil University)

※ 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2011-0003062)

접수일자: 2011년5월3일, 수정완료일: 2011년9월16일

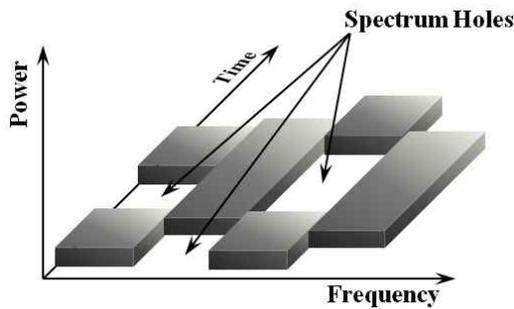


그림 1. 무선통신 시스템에서 시간에 따른 주파수 사용 예

Fig. 1. A spectrum usage example corresponding to time in wireless communication systems.

(Cognitive Radio) 시스템이 제안되었다^[1].

NC-OFDM (Non-contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 다수의 부반송파 중 원하는 대역을 선택하여 데이터를 효율적으로 전송하기 때문에 무선인지 시스템에 적합하다. NC-OFDM은 기존 OFDM과 마찬가지로 고속의 데이터 전송률을 갖고, 선택적 페이딩 환경에 강인하며, 부반송파를 부분적으로 사용하기 때문에 기존 OFDM에 비해 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)를 개선시킬 수 있다^[2]. 또한 변복조를 위해 사용되는 FFT (Fast Fourier Transform)의 계산복잡도를 FFT pruning^[3]을 통해 줄일 수 있다. 하지만 추가적인 하드웨어가 설계되어야 하고, 여러 부반송파를 사용하므로 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 발생할 가능성이 존재한다. 복소 가우시안 분포를 갖는 기존 OFDM의 입력신호에 대한 통계적인 PAPR 분석은 이미 많은 연구가 진행되었다^[4~5]. 하지만 NC-OFDM에서는 기존 사용자와의 간섭을 피하기 위해 많은 수의 부반송파들이 0의 입력을 갖게 되어 입력신호의 분포가 달라진다^[6].

표 1. NC-OFDM의 특징

Table 1. Characteristics of NC-OFDM.

구분	내용
장점	<ul style="list-style-type: none"> • 주파수 선택적 페이딩 채널에 강인 • 고속의 데이터 전송률 • 기존 OFDM에 비해 SNR 개선 • 기존 OFDM에 비해 계산복잡도 감소
단점	<ul style="list-style-type: none"> • 높은 PAPR 발생 가능성 존재 • 추가적인 하드웨어 필요

본 논문에서는 NC-OFDM의 PAPR 분포를 분석하고 PAPR 감소기법으로 널리 쓰이는 PTS (Partial Transmit Sequence)와 SLM (Selective Mapping)을 NC-OFDM과 기존 OFDM에 각각 적용하여 PAPR 감소성능을 비교하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되었다. 서론에 이어 II장에서는 NC-OFDM의 구조와 PAPR에 대해 설명하고 기존 OFDM의 PAPR과 차이를 비교한다. III장에서는 PTS와 SLM의 구조 및 FFT pruning 기법에 대해 설명하고, IV장에서는 PAPR 감소기법을 기존 OFDM과 NC-OFDM에 적용하여 PAPR 감소성능 및 계산복잡도 측면에서 결과를 비교 분석한 뒤 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. NC-OFDM

1. NC-OFDM의 구조

그림 2는 NC-OFDM의 블록도를 나타낸 것으로, 기존 OFDM 송수신기와 마찬가지로 M 진 변조된 신호가 직병렬 변환을 통해 IFFT 블록의 입력으로 들어가게

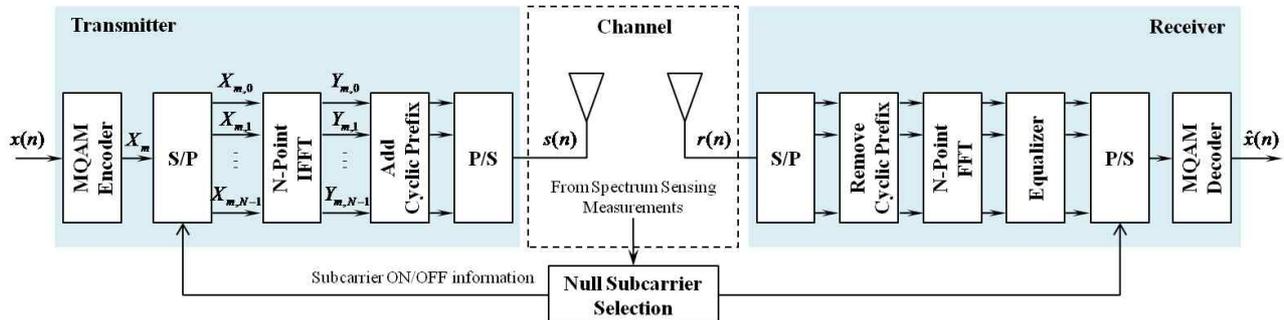


그림 2. NC-OFDM 블록도

Fig. 2. A block diagram of Non-Contiguous OFDM.

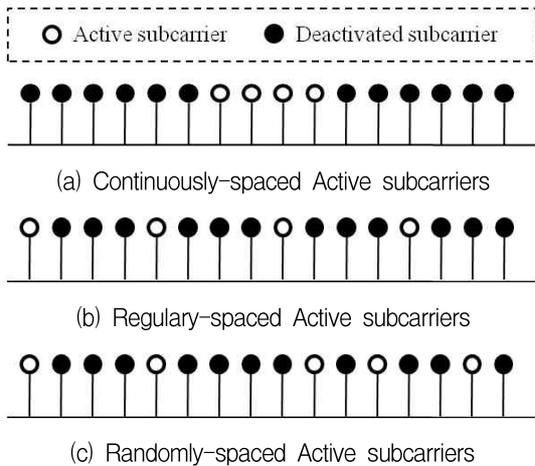


그림 3. 부반송파의 분포^[6]
Fig. 3. Subcarrier Distributions^[6]

되어 다수의 부반송파에 데이터가 실리게 된다. 이때 NSS (Null Subcarrier Selection) 블록에서는 실시간으로 주변 채널에서 스펙트럼을 분석하여 전송 가능한 대역의 정보 (Subcarrier On/Off Information)를 직병렬 변환기로 보내주게 된다. 이 정보에 의해 송신단의 부반송파 분포가 달라지며 수신기에서 이 정보는 공유된다. 총 부반송파의 수가 16개이고 활성화된 부반송파수가 4개인 경우, 부반송파의 분포는 그림 3^[6]과 같이 연속적으로 활성화된 경우와 규칙적인 간격을 갖고 활성화된 경우 그리고 불규칙적으로 활성화된 경우로 분류된다. 일반적인 무선인지 환경을 고려한다면 부반송파의 수와 부반송파의 위치는 불규칙적으로 활성화된다.

2. NC-OFDM의 PAPR

PAPR이란 최대전력 대 평균전력의 비로써 나타나며 식 (1)과 같이 정의된다.

$$PAPR(s(t)) = \frac{\max_{0 \leq t < T} |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (1)$$

여기서, $E\{\}$ 는 평균연산을 의미하며, $s(t)$ 는 고출력 증폭기의 입력신호로써 다음과 같이 나타낸다.

$$s(t) \approx x'[m] = \frac{1}{\sqrt{L \cdot N}} \sum_{k=0}^{L \cdot N - 1} X'[k] \cdot e^{\frac{j2\pi m \Delta f k}{L \cdot N}} \quad (2)$$

$$X'[k] = \begin{cases} B[k]X[k], & 0 \leq k \leq N \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3)$$

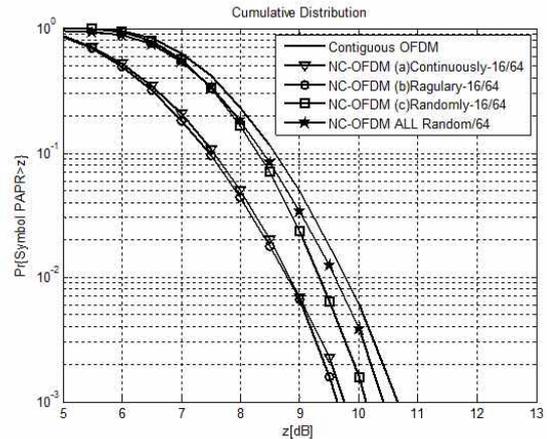


그림 4. 부반송파 분포에 따른 NC-OFDM의 PAPR분포
Fig. 4. The complementary cumulative distribution function of PAPR according to subcarrier distributions.

여기서, N , Δf , $X[k]$, $B[k]$ 는 각각 전체 부반송파의 수와 부반송파 간격, 부반송파에 할당된 값과 부반송파의 On/Off 정보를 의미한다. 본 논문에서는 IFFT 블록에서 $L(N-1)$ 개의 0을 삽입함으로써 L 배 오버샘플링된 효과를 나타내며 증폭기의 입력신호로써 사용한다. 식 (1)에서 나타난 바와 같이 평균전력보다 최대전력이 크게 되면 PAPR이 증가하게 되고, 각 부반송파의 동기가 일치하고 활성화된 부반송파의 수가 전체 부반송파의 수와 일치할 때 PAPR은 최대가 된다. 즉 NC-OFDM에서 PAPR의 크기를 결정하는 요소는 부반송파의 On/Off 정보가 되며 그 분포에 따라서도 영향을 받게 된다. 그림 4는 부반송파 분포에 따른 NC-OFDM의 PAPR 분포를 나타낸 것으로 부반송파의 분포가 연속적이거나 규칙적으로 활성화 될 경우 기존 OFDM에 비해 약 1dB 정도의 PAPR 감소효과가 나타나지만 랜덤한 위치에 랜덤한 수의 부반송파가 발생하는 실제 상황에 가까운 경우에는 약 0.2dB 정도의 감소효과만이 나타난다.

III. NC-OFDM을 위한 PAPR 감소기법

CR 시스템은 2차 사용자가 주사용자에게 간섭을 주지 않으면서 주파수 자원을 공유하는데 그 의미가 있다. 따라서 2차 사용자가 NC-OFDM을 이용하여 미사용 주파수 대역의 사용을 원한다면 주사용자에게 간섭을 일으키지 않는 한도 내에서 PAPR을 감소시켜야 한다. 하지만 필터링 또는 Clipping^[7]과 같이 신호의 크기를

왜곡시키는 기법들은 스펙트럼 재성장 (spectral regrowth)을 가져와 주사용자에게 ICI (Inter Carrier Interference)와 ISI (Inter Symbol Interference)로 인한 간섭을 준다. 따라서 SLM^[8]과 PTS^[9]와 같이 주파수 스펙트럼을 손상시키지 않으면서 PAPR을 줄일 수 있는 기법이 적합하다.

1. Partial Transmit Sequence

그림 5에 나타난 PTS는 입력 심벌 시퀀스를 여러 부분블록으로 나누어 IFFT한 뒤 특정 위상시퀀스를 변경하면서 부분블록의 출력신호들과 곱하여 더한 뒤 낮은 PAPR을 갖는 수신신호를 선택하는 기법이다.

NC-OFDM에 적용될 경우 부가정보는 부반송파 On/Off 정보에 실려 같이 전송된다. 이 기법은 IFFT 횟수가 SLM에 비해 상당히 적지만 최적의 위상시퀀스를 찾기 위해 많은 반복연산이 필요하다는 단점이 있다.

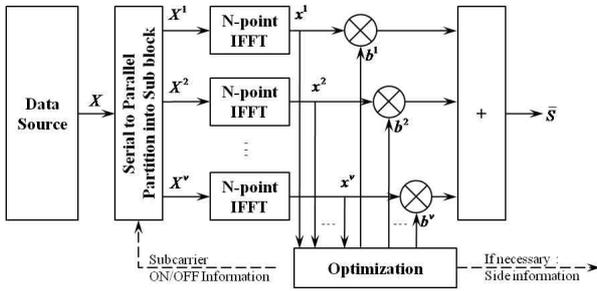


그림 5. PTS 블록도
Fig. 5. A block diagram of PTS.

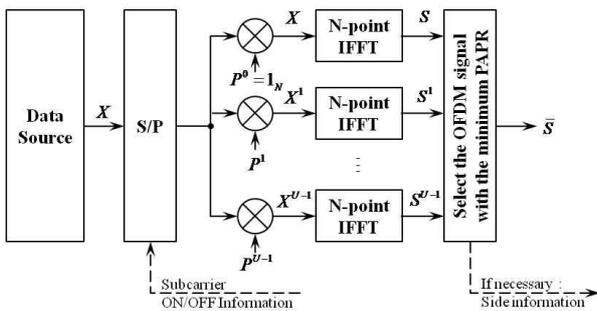


그림 6. SLM 블록도
Fig. 6. A block diagram of SLM.

2. Selective Mapping

SLM은 입력 심벌 시퀀스에 여러 위상시퀀스를 곱해서 낮은 PAPR을 갖는 수신신호를 만드는 기법이다. 부반송파의 수만큼 IFFT 블록이 필요하기 때문에 시스템의 복잡도가 증가되지만, FFT pruning 기법을 이용하면

계산복잡도를 개선시킬 수 있으며, 추가적으로 보내야 하는 부가정보 역시 PTS와 마찬가지로 부반송파의 On/Off 정보에 실어 같이 보낼 수 있다.

3. Computational Complexity

FFT 알고리즘은 $O(N \log_2 N)$ 의 계산복잡도를 갖는다. 하지만 NC-OFDM과 같이 FFT의 입력 벡터에 0이 많이 존재하는 성긴(sparse) 벡터일 경우 pruned-FFT를 통해 계산복잡도를 줄일 수 있다. 본 논문에서는 DIT

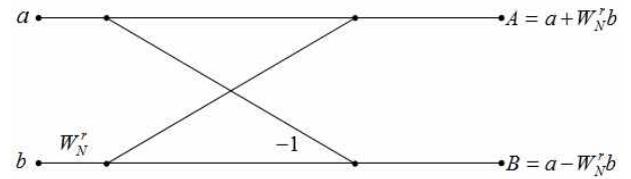


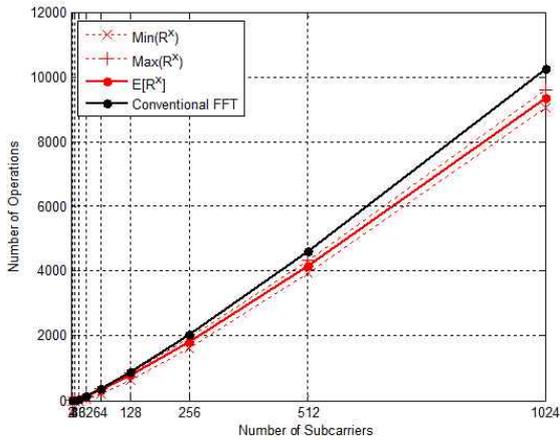
그림 7. DIT FFT 알고리즘에 사용되는 기본 나비구조
Fig. 7. Basic butterfly structure in the DIT FFT algorithm.

표 2. 입력값에 따른 출력값 및 연산량
Table 2. Output values and numbers of multipliers and adders according to the input values.

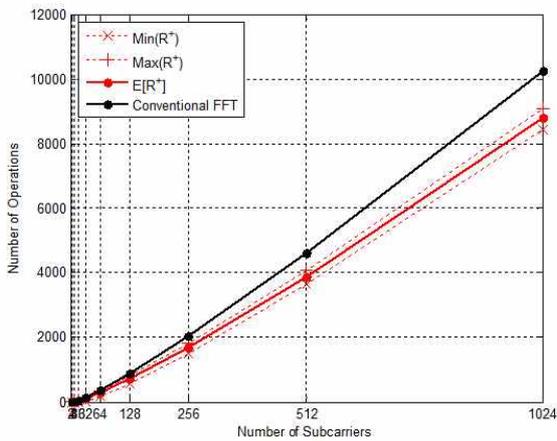
입력값 {a, b}	출력값 {A, B}	덧셈 연산량	곱셈 연산량
{0, 0}	{0, 0}	0	0
{0, X}	{W_N^k b, -W_N^k b}	0	2
{X, 0}	{a, a}	0	0
{X, X}	{a + W_N^k b, a - W_N^k b}	2	2

(decimation-in-time) FFT 알고리즘의 기본 나비구조 (butterfly structure)를 이용하여 pruned-FFT^[10]의 계산복잡도와 기존 FFT의 계산복잡도를 비교하였다.

그림 7과 표 2는 각각 DIT FFT 알고리즘에 사용되는 기본 나비구조 및 이 구조에서 입력값에 따른 출력값 및 연산횟수를 나타냈다. 그림 8은 500,000개의 심벌수와 입력벡터의 0이 랜덤하게 발생한다고 가정하였을 때, 표 2를 이용하여 기존 FFT와 pruned-FFT의 곱셈 및 덧셈연산량을 FFT point 수에 따라 계산한 것이다. 그림 8에서 볼 수 있듯이 입력 벡터의 크기가 커짐에 따라 기존 FFT보다 pruned-FFT에서 계산 복잡도의 증가폭이 더 낮은 것을 볼 수 있으며, 이는 시스템 효율이 증가한다는 것을 의미한다.



(a) Numbers of multipliers



(b) Numbers of adders

그림 8. FFT-point 수에 따른 덧셈 및 곱셈연산량
Fig. 8. Numbers of adders and multipliers according to the numbers of FFT points.

IV. 시뮬레이션 결과

1. 시뮬레이션 조건

본 절에서는 PAPR 감소기법 중 PTS와 SLM을 NC-OFDM과 기존의 OFDM에 각각 적용하여 표 3과 같은 조건에서 PAPR 감소성능을 평가하였다. 공통적으로 16-QAM 변조방식이 사용되었으며, 총 부반송파의 수와 활성 부반송파의 수는 각각 64개와 1~64사이의 랜덤한 수가 사용되었다. PTS의 경우 $\{\pm 1, \pm j\}$ 로 구성된 위상회전 가중치가 고려되었으며, SLM의 경우 ± 1 로 구성된 Hadamard와 random binary 수열이 사용되었다.

2. 결과

(a) PTS

그림 9는 NC-OFDM과 기존 OFDM에 PTS를 적용한 경우 PAPR의 분포를 부블록 수에 따라 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 부블록 수가 증가할수록 PAPR 감소성능은 좋아지는 반면에 부블록이 8개 이상인 경우, NC-OFDM의 감소성능과 기존 OFDM의 감소성능은 큰 차이가 나타나지 않게 된다.

(b) SLM

그림 10(a)는 NC-OFDM과 기존 OFDM에 위상시퀀스의 크기가 전체 부반송파의 수와 같은 ($U = N$) 조건을 갖는 SLM을 적용한 경우 PAPR의 분포를 위상시퀀

표 3. 시뮬레이션 파라미터
Table 3. Simulation parameters

구분	파라미터	
공통	OFDM 심볼 수	500,000
	변조방식	16-QAM
	FFT 포인트 수(N)	64
	활성 부반송파 수(AC)	Uniform(1,64)
	인터플레이션	4
PTS	위상회전 가중치	1, -1, j, -j
	부블록 수	2, 4, 8, 16
SLM	위상시퀀스	Hadamard Random binary
	FFT 블록 수	N, AC

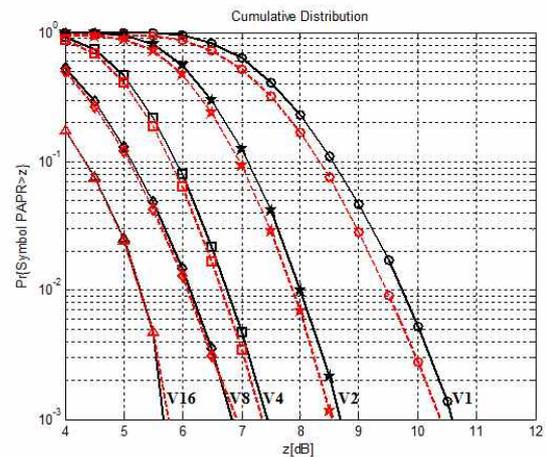
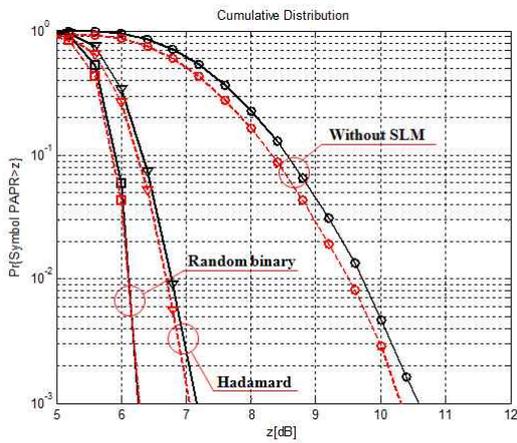


그림 9. 부블록 수에 따른 PTS기법의 PAPR 감소성능 (실선 : Contiguous OFDM, 점선 : NC-OFDM)
Fig. 9. PAPR reduction performance of PTS according to number of subblocks (Solid Line : Contiguous OFDM, Dotted Line : NC-OFDM).

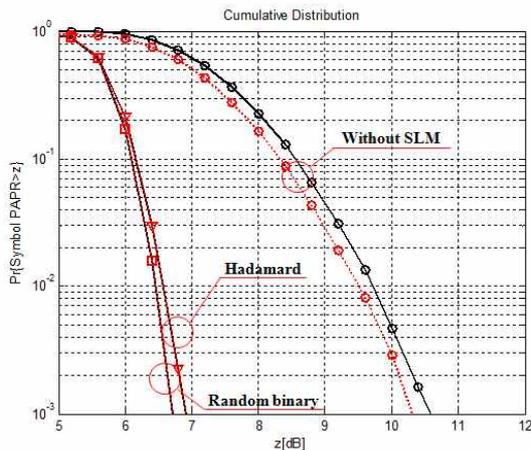
스의 종류에 따라 나타낸 것으로써, random binary 수열을 사용한 경우가 Hadamard 수열을 사용한 경우보다 PAPR의 크기를 약 1dB 더 감소시킨다. 반면에 그림 10(b)는 위상시퀀스의 크기가 활성 부반송파의 수와 같은 ($U = AC$) 경우 PAPR의 분포를 나타낸 것으로써, Hadamard 수열의 경우 그림 10(a)와 비교할 때, PAPR 감소성능은 비슷하지만 random binary 수열의 경우 약 0.5dB 정도 PAPR이 증가하게 된다.

(c) Computational Complexity

Pruned-FFT를 적용한 경우 PAPR 감소기법의 계산 복잡도 감소성능은 CCRR (Computational Complexity



(a) $U = N$



(b) $U = AC$

그림 10. 심볼 시퀀스 수에 따른 SLM기법의 PAPR분포 (실선 : Contiguous OFDM, 점선 : NC-OFDM)

Fig. 10. PAPR reduction performance of SLM according to number of symbols (Solid Line : Contiguous OFDM, Dotted Line : NC-OFDM).

Reduction Ratio)을 이용하여 평가한다. CCRR은 다음과 같이 계산된다.

$$CCRR = \left(1 - \frac{P}{O}\right) \times 100\% \quad (4)$$

여기서, O 는 기존 FFT 알고리즘을 사용한 경우 PAPR 감소기법의 계산복잡도를 의미하며, P 는 pruned-FFT 알고리즘이 사용된 경우 PAPR 감소기법의 계산복잡도를 나타낸다.

표 4와 5는 각각 PTS와 SLM에 pruned-FFT를 적용한 경우 덧셈과 곱셈에 대한 계산복잡도의 비를 나타낸 것이다. 각각의 PAPR 감소기법에서 FFT 블록 외에 연산량이 감소된 부분이 없으므로 FFT 블록에 대한 연산량 효율 측면만 비교하였다. PTS의 경우 블록 수 V 만큼의 FFT 연산이 필요하게 되지만 SLM의 경우에는 위상시퀀스의 종류 U 만큼의 FFT 연산이 필요하게 된다. 결국 각각의 PAPR 감소기법에서 요구되는 FFT 블록의 연산량을 계산하면 표 4, 5와 같이 나타나게 된다. PTS 및 SLM에서 $U = N$ 인 경우, P/O 는 FFT 블록의 크기에 따라 변하지 않기 때문에 단일 FFT 연산에서 pruned-FFT와 기존 FFT의 연산량의 비로써 나타나게 되지만 SLM에서 $U = AC$ 인 경우 AC 에 따라 연산량이 더 감소되는 결과가 나타날 수 있다. 여기서 R^+ 와 R^* 는 각각 pruned-FFT의 덧셈과 곱셈연산량을 나타내며,

표 4. PTS 기법의 계산복잡도 비교

Table 4. Comparison of computational complexity of PTS.

PTS	Computational Complexity		$\frac{P}{O}$
	Conventional	Pruned-FFT	
+	$V \cdot (N \log_2 N)$	$V \cdot (R^+)$	$R^+ / (N \log_2 N)$
×	$V \cdot (N \log_2 N)$	$V \cdot (R^*)$	$R^* / (N \log_2 N)$

표 5. SLM 기법의 계산복잡도 비교

Table 5. Comparison of computational complexity of SLM

SLM	Computational Complexity			$\frac{P}{O}$	
	$U = N$	Pruned-FFT		$U = N$	$U = AC$
		$U = N$	$U = AC$		
+	$N \cdot (N \log_2 N)$	$N \cdot (R^+)$	$AC \cdot (R^+)$	$\frac{R^+}{N \log_2 N}$	$\frac{R^+}{2 \cdot N \log_2 N}$
×	$N \cdot (N \log_2 N)$	$N \cdot (R^*)$	$AC \cdot (R^*)$	$\frac{R^*}{N \log_2 N}$	$\frac{R^*}{2 \cdot N \log_2 N}$

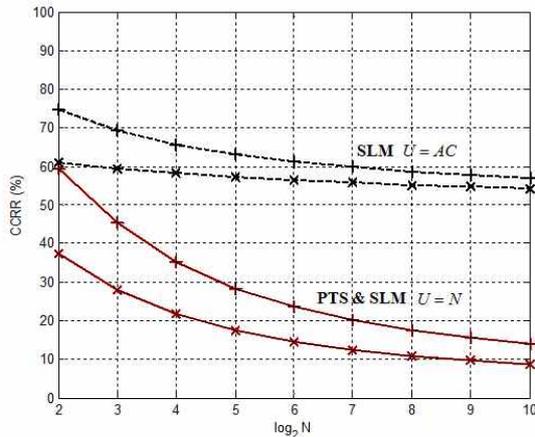


그림 11. PAPR 감소기법에 따른 CCRR
Fig. 11. CCRR of PAPR reduction techniques.

AC 는 평균적으로 $N/2$ 값이 나온다고 가정하였다.

그림 11은 PTS와 SLM에 대한 CCRR을 부반송파의 수에 따라 나타낸 것으로, PTS 및 SLM에서 $U=N$ 인 경우 곱셈과 덧셈연산량은 10~15%의 계산복잡도 감소 효율을 보였다. 하지만 SLM에서 $U=AC$ 인 경우 곱셈과 덧셈연산량은 50%이상의 계산복잡도 감소 효율을 갖는다.

IV. 결 론

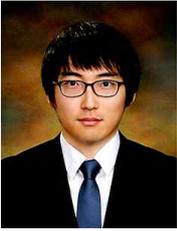
본 논문에서는 무선인지환경에서 효율적인 전송을 위해 사용되는 NC-OFDM의 PAPR에 대해 분석하였다. 또한 기존의 PAPR 감소기법인 PTS와 SLM이 NC-OFDM 및 기존 OFDM에 각각 적용되었을 경우 PAPR의 감소성능을 시뮬레이션을 통해 검증하였으며, pruned-FFT를 사용하게 될 경우 계산 복잡도의 향상 정도를 CCRR을 통해 살펴보았다. 시뮬레이션 결과 NC-OFDM 신호의 PAPR은 부반송파의 분포에 따라 다르게 나타나며 기존 OFDM보다 약 0.5dB 정도 낮게 측정되었다. 또한 PAPR 감소기법을 적용한 경우 기존 OFDM에 적용된 것과 비슷한 PAPR 감소성능을 확인할 수 있었으며, SLM이 적용된 NC-OFDM에서 pruned-FFT를 이용함으로써 50% 이상의 계산복잡도 감소효율을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered

- wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, pp. 201 - 220, Feb. 2005.
- [2] R. Rajbanshi, A. M. Wyglinski, and G. J. Minden, "An efficient implementation of NCOFDM transceivers for cognitive radios," in *Proc. 1st Int. Conf. on Cogn. Radio Oriented Wireless Networks and Commun.*, (Mykonos, Greece), Jun. 2006.
- [3] J. D. Markel, "FFT Pruning," *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 19, pp. 305 - 311, Dec. 1971.
- [4] H. Ochiai and H. Imai, "On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 282-289, Feb. 2001.
- [5] R. van Nee and A. de Wild, "Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM," in *Proc. 48th IEEE Veh. Technol. Conf.*, (Ottawa, Canada), pp. 2072 - 2076, May 1998.
- [6] R. Rajbanshi, A. M. Wyglinski, and G. J. Minden, "Peak-to-Average Power Ratio Analysis for NC-OFDM Transmissions," in *Proc. 66th IEEE Veh. Technol. Conf.*, (Baltimore, MD, USA), pp. 1351 - 1355, Sep. 2007.
- [7] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering," *Electron. Lett.*, vol. 38, pp. 246 - 247, Feb. 2002.
- [8] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the peak to average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 2056 - 2057, Oct. 1996.
- [9] 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, pp. 368 - 369, Feb. 1997.
- [10] R. J. Baxley and G. T. Zhou, "Computational complexity analysis of FFT pruning--A Markov modeling approach," in *Proc. 4th Digital Signal Processing Workshop/12th Signal Processing Education Workshop*, pp. 535-539, Sep. 2006.

— 저 자 소 개 —



전 석 훈(학생회원)
2010년 숭실대학교
정보통신공학부 학사
2010년~현재 숭실대학교
정보통신공학과 석사과정

<주관심분야 : 비선형신호처리, 위성통신시스템>



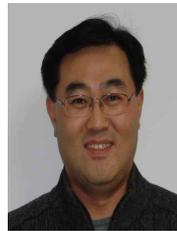
오 진 오(학생회원)
2010년 숭실대학교
정보통신공학부 학사
2010년~현재 숭실대학교
정보통신공학과 석사과정

<주관심분야 : 다상필터, 간섭 제거기법>



서 만 중(학생회원)
2005년 한국교육개발원
정보통신공학과 학사
2007년 숭실대학교
정보통신공학과 석사
2011년 숭실대학교
정보통신공학과 박사

<주관심분야 : OFDM PAPR 감소기법, 디지털
사전왜곡기법, Super-RENS 시스템, 비선형 신호
처리>



임 성 빈(정회원)-교신저자
1986년 서울대학교
전자공학과 학사
1988년 서울대학교
전자공학과 석사
1994년 University of Texas at
Austin 전기 및 컴퓨터
공학과 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부
정교수

<주관심분야 : 비선형 신호처리, 통신시스템, 디
지탈 방송 시스템>