

# OFDM 시스템에서 PAPR 저감을 위한 SPW 방식의 설계와 성능 분석

## Design and Performance Analysis of the SPW Method for PAPR Reduction in OFDM System

이재은 · 유흥균 · 정영호\* · 함영권\*

Jae-Eun Lee · Heung-Gyoon Ryu · Young-Ho Jeong\* · Young-Kwon Hahm\*

### 요 약

OFDM에서 PAPR(peak-to-average power ratio) 저감에 효과적인 SPW(subblock phase weighting) 방법을 연구하였다. 이 방법은 OFDM 신호 블록을 여러 개의 하부 블록으로 나누고 하부 블록별로 위상을 적절히 조절하여 peak power를 낮추는 것이다. SPW는 하나의 IFFT로 구현할 수 있어 시스템의 복잡도를 낮출 수 있다. 인접, 인터리브드, 랜덤 subblock 분할 방법을 적용하여 PAPR 저감 성능을 분석하였다. 랜덤 subblock 분할 방법이 가장 우수한 PAPR 저감 성능을 보인다. SPW에서 하부 블록의 수가 증가할수록 효과적인 PAPR 저감 성능을 보이지만 반복 탐색 횟수가 증가하여 처리 시간이 길어진다. 본 논문에서는 새로이 상보 시퀀스 특성의 weighting factor 조합을 임계치 기법과 혼합하여 사용하므로 처리시간 문제를 해결한다. weighting factor에 대한 부가 정보를 feed forward 형태로 전송하므로 데이터를 복원할 수 있으며, BER 성능을 분석하였다.

### Abstract

This paper addresses the subblock phase weighting(SPW) method to reduce the PAPR in OFDM system. This method divides the input block of OFDM signal into many subblocks and lower the peak power by weighting the phase of each subblocks properly. SPW method can be realized by only one IFFT. PAPR reduction performance is novelly examined when the adjacent, interleaved and random subblock partitioning schemes are used in the SPW system. The random subblock partition scheme has the most effective. More subblocks can effectively reduce the PAPR, but there is a problem that the processing time of iteration is increased. We propose a new weighting factor combination of the complementary sequence characteristic with threshold technique. OFDM data can be recovered by the inserted side information of weighting factor in the feed forward type. Also, BER performance of this SPW system is analyzed when error happens in the side information.

Key words : OFDM, PAPR, SPW, PTS, Weighting Factor

### I. 서 론

OFDM은 주파수 선택적 페이딩 환경에서 고속의

데이터 전송에 적합한 기법이다. 그러나 부반송파의 수가 증가함에 따라 PAPR이 큰 신호가 발생하여 HPA(high power amplifier)를 통과하면 신호의 왜곡

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

\*한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀(Team of Mobile Multimedia Broadcasting, Radio and Broadcasting Lab, ETRI)

· 논문 번호 : 20030210-023

· 수정완료일자 : 2003년 4월 24일

이 발생한다. PAPR 문제를 해결하기 위해 여러 가지 방법들이 제안되었는데, 그 중 가장 간단하게 PAPR을 저감할 수 있는 clipping 방법이 있다<sup>[1]</sup>. peak 신호를 일정 레벨 이하로 제한하므로 손쉽게 PAPR을 저감할 수 있으나, out-of-band radiation과 in-band distortion으로 인해 신호 품질이 나빠진다. 낮은 peak power의 데이터 시퀀스를 발생하게 하는 block coding 방법이 있다<sup>[2]</sup>. 이것은 PAPR을 3 dB 이내로 제한할 수 있으나, 전송 효율이 낮고 subcarrier의 수가 증가할수록 look-up table의 크기가 지수적으로 증가한다.

위상을 조절하는 SLM은 동일한 정보에 여러 phase sequences를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 가지는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송하는 방법이다<sup>[3]</sup>. PTS는 부반송파들을 여러 개의 cluster로 나누고 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적의 rotation factors를 곱하여 전송하는 방법이다<sup>[4]</sup>. 위의 두 가지 방법은 스펙트럼 왜곡이 없고, 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있다. 그러나 여러 개의 IFFT를 사용하므로 시스템의 복잡하다. H. G. Ryu와 K. J. Yoon은 2002년 하부 블록 별로 위상을 조절하여 신호의 peak power를 감소시키는 SPW 방법을 제안하였다<sup>[5]</sup>. OFDM 신호 블록을 여러 개의 하부 블록으로 나누고 하부 블록별로 weighting factor를 곱하여 낮은 PAPR의 신호를 발생시키는 것이다. 하나의 IFFT로 구현하기 때문에 여러 개의 IFFT를 사용하는 PTS나 SLM과 비교하여 시스템의 복잡도를 낮출 수 있다.

본 논문에서는 SPW 방식에서 인접, 인터리브드, 랜덤 subblock 분할 방법을 PAPR 저감 성능을 분석하였다. 하부 블록에 따른 PAPR 저감 성능으로는 랜덤 subblock 분할 방법이 가장 우수한 성능을 보이며, 인터리브드 subblock 분할 방법이 가장 낮은 PAPR 저감 성능을 보인다. 하부 블록의 수가 증가할수록 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 그러나 순차적으로 weighting factor를 발생하여 신호에 곱하는 경우에는 반복 탐색 횟수가 지수적으로 증가하므로 처리 시간이 길어진다. 그래서 새로이 상보 시퀀스 특성의 weighting factor 조합과 임계치 기법을 혼합하여 사용한다. 임계치 기법은 IFFT 출력 다음에 PAPR 비교기를 사용하여 임계치보다 낮

은 PAPR을 가지는 신호는 바로 전송하고 높은 PAPR을 가지는 신호만을 궤환하여 위상 조절하는 것이다. 또한 상보 시퀀스 특성의 weighting factor 조합을 사용하므로 수 번 이내의 탐색만으로 낮은 PAPR의 신호가 발생되어 처리 시간을 단축할 수 있다. weighting factor에 대한 부가 정보를 feed forward 형태로 삽입하여 전송하는 방식이다. 이 부가 정보는 시스템의 BER 성능에 있어 중요한 요소이므로 본 논문에서 부가 정보 전송 오류에 따른 시스템의 BER 성능에 대해 분석한다.

## II. PAPR 및 PTS 방식

### 2-1 Peak-to-Average Power Ratio

OFDM에서  $N$ 개의 심볼에 대한 신호 블록은  $\{X_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이고, 각각의 심볼은  $N$ 개의 부반송파들로 변조된다. 즉,  $\{f_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이며 각 부반송파는 직교한다. 따라서  $f_n = n\Delta f$ 이고  $\Delta f = 1/NT$ 이고  $T$ 는 original 심볼 구간이다. 이 경우 OFDM 출력 신호는 다음과 같다.

위의 식 (1)의 전송 신호에 대한 PAPR은 다음과 같이 정의된다.

$$PAPR = \frac{\max_t |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2)$$

정확한 측정을 위해서 oversampling을 수행하며, 4 배 이상의 oversampling하면 원래의 신호와 유사하게 된다<sup>[6]</sup>. PAPR의 CCDF(complementary cumulative distribution function)의 이론적인 값은 다음과 같다<sup>[7]</sup>.  $N$ 개 subcarrier의 OFDM 심볼에 대한 복소 기저대역 신호는 식 (1)이다. OFDM signal의 크기는 Rayleigh 분포를 가진다. Nyquist sampling rate의 OFDM 심볼 당 peak power의 CDF(cumulative distribution function)를 유도할 수 있고, threshold 레벨이  $PAPR_0$ 보다 낮은 PAPR이 발생할 확률은 다음과 같다.

$$\Pr(PAPR \leq PAPR_0) = (1 - \exp(-PAPR_0))^N \quad (3)$$

Oversample을 고려한 CDF의 확률은

$$(4)$$

이다. OFDM 신호에 대한 PAPR의 CCDF는 다음과 같이 표현한다.

$$\Pr(PAPR > PAPR_o) = 1 - (1 - \exp(-PAPR_o))^{\alpha N} \quad (6)$$

여기서  $\alpha$ 는 대개 2.0으로 설정한다.

### 2-2 Partial Transmit Sequence

PTS 방법에서 입력 data block은 여러 clusters(또는 subblocks)들로 나누고, PAPR이 최소가 되도록 조합된다. Data block이  $\{X_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이라 하면, vector 표현은  $X=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 이다. 다음으로  $X$ 를  $M$ 개의 set으로 나눈다. 이 set의 vector 표현은  $\{X^{(m)}, m=1, 2, \dots, M\}$ 이라 할 때,  $X$ 는

이다. 여기서 cluster들은 adjacent, interleaved 또는 pseudo-random subblock partitioning되며, 동일한 크기로 가정한다. PTS방법의 목적은  $M$ 개의 cluster를 weighted combination하여 최소 PAPR이 되도록 하는 것이다.

여기서  $\{b^{(m)}, m=1, 2, \dots, M\}$ 은 weighting factors이고, 단순한 회전으로 가정한다. 즉,  $b^{(m)}$ 은  $e^{j\theta} = \{1, -1\}$  또는  $e^{j\theta} = \{1, -1, j, -j\}$ 이다.

식 (7)이 IFFT를 거쳐 시간영역으로 변환하면 다음과 같다.

Vector  $x^{(m)}$ 이 partial transmit sequence이다. 이 weighting factor는  $b^{(m)}$ 의 PAPR이 최소가 되도록 선택되며 다음과 같다.

$$\{\tilde{b}^{(1)}, \tilde{b}^{(2)}, \dots, \tilde{b}^{(M)}\} = \underset{\{b^{(1)}, b^{(2)}, \dots, b^{(M)}\}}{\operatorname{argmin}} \left( \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{m=1}^M b^{(m)} x_n^{(m)} \right| \right) \quad (9)$$

이 weighting factor의 조합을 rotation factor라 한다. 최적화된 전송 신호는

이다. (10)

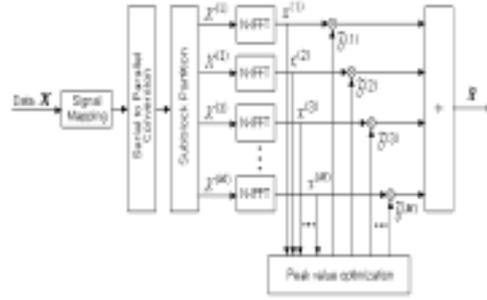


그림 1. PTS 송신기 구성도  
Fig. 1. OFDM Transmitter of PTS method.

### III. Subblock Phase Weighting 방식

SPW의 기본 구조는 그림 2와 같다. 하부블록의 수가 증가할수록, weighting factor의 가지수가 많을수록 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 그러나 반복 탐색 횟수가 증가하므로 처리 시간이 길어지는 문제점이 있다. 본 논문에서는 임계치 개념과 complementary 특성의 weighting factor를 사용하여 처리 시간을 단축할 수 있다. 위상 조절된 데이터의 weighting factor에 대한 부가 정보는 feed forward 형태로 삽입하여 전송하므로 데이터를 정확히 복원할 수 있다.

#### 3-1 시스템과 하부 블록 분할

부반송파의 수가  $L$ 이라 하면 입력 데이터는  $D=\{D_1, D_2, \dots, D_L\}$ 로 나타낼 수 있다. 이 데이터를  $M$ 개의 하부블록으로 인접하게 나누면 다음과 같다.

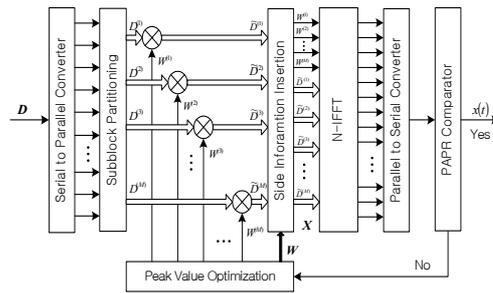


그림 2. SPW 방식의 OFDM 송신기  
Fig. 2. OFDM Transmitter of SPW method.

(11)

여기서  $D^{(m)}$ 은  $m$ 번째 하부 블럭의 인접한  $1/M$  개의 데이터들을 나타낸다. 하부 블럭을 나누는 방법은 인접, 인터리브드, 랜덤 하부 블럭 분할 방법이 있다. 이러한 하부 블럭 단위의 데이터들은 peak value optimization에서 발생하는 weighting factor 조합들을 곱하여 IFFT 출력 신호의 PAPR이 낮아지도록 한다.  $M$ 개의 하부 블럭인 경우 weighting factor의 조합은 다음과 같다.

(12)

여기서 weighting factor  $W$ 는 크기가 1이며 단순한 위상 회전을 하게 된다.

or

(13)

Weighting factor의 조합을 하부 블럭 단위의 데이터에 곱하여 위상 조절된 데이터는 다음과 같다.

(14)

수신기는 위상 조절된 데이터를 복원하기 위해 weighting factor에 대한 부가 정보를 송신 데이터에 feedforward 형태로 부가하여 전송한다. 송신기 IFFT의 입력은 부가 정보와 위상 조절된 데이터의 합으로 표현할 수 있다.

$$X = \sum_{m=1}^M (W^{(m)} + \tilde{D}^{(m)}) = W + \tilde{D} \quad (15)$$

subblock 분할 방법으로는 인접 subblock 분할, interleaved subblock 분할, random subblock 분할이 있다. IFFT에 입력되는  $N$ 개 심볼들의 block은  $\{X_n, n=0, 1, \dots, N-1\}$ 이다. 여기서  $L=N+M$ 이다. 만약 임계치 비교기에서 임계치보다 낮은 PAPR값이면 송신하고, 높은 PAPR이면 peak value optimization 블록으로 케환시켜 낮은 PAPR을 가지도록 다시 위상조절을 한다.

### 3-2 임계치 기법과 Weighting Factor

하부 블럭의 수가  $M$ 개이고, weighting factor  $W$ 의

가지수가 binary, 즉  $\{+1, -1\}$ 인 경우 weighting factor 조합의 가지수는  $2^M$ 이다. 이 조합의 수만큼 반복 탐색을 하여 최적의 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 보통 첫번째 weighting factor는  $W^{(1)}=1$ 로 고정하고 나머지 weighting factor에 대한 조합의 수  $2^{M-1}$ 번의 반복 탐색을 수행한 경우에도  $2^M$ 번 반복 탐색한 경우와 동일한 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 이와 같이  $2^{M-1}$ 가지의 weighting factor 조합을 순차적으로 발생하여 반복 탐색하면 PAPR 저감 성능은 우수하나, 상당한 계산량과 처리 시간이 길어지는 단점이 있다. 임계치 기법과 상보 시퀀스 특성의 weighting factor를 적용하여 처리 시간 문제를 해결한다. 먼저 임계치 기법은 IFFT 출력 다음에 PAPR 비교기를 사용하여 입력 신호의 PAPR이 PAPR 비교기의 임계치보다 낮은 경우에는 바로 전송하고, 입력 신호의 PAPR이 PAPR 비교기의 임계치보다 높은 경우에는 feedback하여 데이터의 위상을 다시 조절하는 방법이다. 이는 모든 신호에 대하여 PAPR 저감 기법을 사용하지 않고 높은 peak power를 가지는 신호에 대해서 PAPR 저감 기법을 적용하므로 처리 시간을 단축할 수 있다. 다음으로  $2^{M-1}$ 가지의 weighting factor 조합을 순차적으로 발생하여 탐색하지 않고, 미리 준비된 상보 시퀀스 특성의 weighting factor를 사용한다. 이는 상보 시퀀스(complementary sequence)가 3 dB 이내의 낮은 PAPR을 가지는 특징을 이용한 것이다. 여기에서 사용하는 상보시퀀스는 다음과 같이 정의된다. 한 쌍의 유한 길이의 시퀀스가 있을 때, 0이 아닌 모든 지연 이동에 대해 두 시퀀스 사이의 비주기 자기상관함수의 합이 0인 한 쌍의 시퀀스를 Golay complementary 시퀀스라고 한다. 즉, 길이  $N$ 인  $A_N, B_N$  시퀀스 쌍이 있다고 할 때, 다음 조건을 만족하면 complementary 시퀀스라고 한다.

(16)

여기서,  $R_{x_i}(n)$ 은  $X_n=[x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ 의 비주기 자기상관함수이며 다음과 같이 정의된다.

(17)

여기서, '\*'는 복소공액이며,  $\delta_n$ 는 다음과 같이 정의되는 Dirac 델타 함수이다.

(18) 길이  $N$ 인 complementary 시퀀스  $A_N, B_N$  은 다음 식에 의해 길이  $2N$ 으로 확장할 수 있다.

(19) 여기서 괄호는 연결시키는 것을 의미하고,  $\bar{B}_n$ 는  $B_N$ 의 위상을  $\pi$ 만큼 회전시킨 것을 의미한다. 이와같은 방법으로 형성되는 시퀀스를 kernel이라고 한다.

이와 같은 과정을 통하여 하부 블록의 수가  $M$ 개인 SPW는 complementary 특성의 weighting factor 조합을  $M$ 개 설정한다. 준비된 weighting factor를 신호에 곱하여 PAPR 저감을 하며  $M$ 번 반복 탐색을 한다. 만약  $M$ 번을 탐색하여 PAPR의 임계치보다 낮은 PAPR을 가지는 신호를 얻지 못하는 경우에는 peak value optimization에서  $M$ 개의 weighting factor를 비교하여 가장 낮은 PAPR을 가지는 weighting factor를 신호에 곱하여 전송한다.

다른 방법으로 플리핑(flipping) 기법을 도입하여 PAPR을 저감할 수 있다. 플리핑 방법의 기본 알고리즘은 다음과 같다. Binary weighting factor로 가정한 경우 먼저 weighting factor를 모두 1로 한 후 PAPR을 계산한다. 다음 과정으로  $W^{(2)}=-1$ 로 한 후 PAPR을 계산하여 이전 과정의 PAPR 보다 낮으면  $W^{(2)}=-1$ 로 그대로 둔다. 반면 PAPR이 이전 과정의 PAPR 보다 크면  $W^{(2)}=1$ 로 weighting factor의 값을 되돌린다. 나머지 weighting factor도 동일한 과정을 반복하여 weighting factor의 값을 결정한다.

### 3-3 수신기와 BER 성능

AWGN 채널에서 수신 신호는

(20) 이다. 수신신호를 복조하기 위해 FFT하면 다음과 같다.

$$= \sum_{m=1}^M (W^{(m)} + \tilde{D}^{(m)}) + N \quad (21)$$

여기서  $N$ 은 부가된 AWGN  $n(t)$ 의 FFT 변환 형태

이다. 식 (21)에서 부가 정보  $W^{(m)}$ 을 검출하여, 이에 대한 역 위상 ( $W^{(m)*}$ )을 취하여 수신 신호에 곱한다. 여기서 \*은 위상의 역회전을 나타낸다. 복원된 수신 신호는 다음과 같다.

(22) 여기서 두번째 항의  $\tilde{D}^{(m)}$ 은 이므로 식 (22)에 대입하면

(24) 이다. 부가 정보항을 제거한 후 수신 신호는 다음과 같다.

따라서 위와 같이 부가 정보를 이용하여 데이터를 복원할 수 있다. 그림 3은 SPW 방식의 OFDM 수신기 블록 구성도이다.

수신기에서 부가 정보(side information)을 이용하여 데이터를 복원하기 때문에 side information은 시스템의 성능에 중요한 요소이다. 전송된 Side information이 오류가 발생할 경우 전체 시스템의 BER 성능이 저하된다. Side information 전송하는 SPW 시스템의 BER 성능을 분석하면 다음과 같다. Side information의 오류 확률이  $P_s$ 이라 가정하면 전체 시스템의 오류 확률  $P$ 는 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$P = P_b \cdot (1 - P_s) + P_{b|False} \cdot P_s \quad (25)$$

$P_b$ 는 AWGN 채널에서 QPSK 변조의 bit error 확률을 나타낸다.

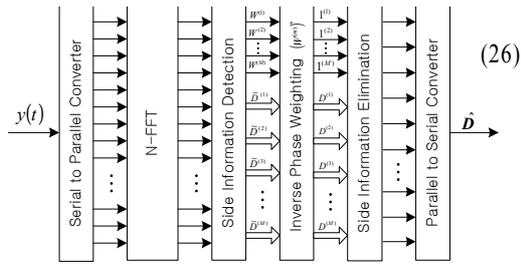


그림 3. SPW 방식의 OFDM 수신기  
Fig. 3. OFDM Receiver of SPW method.

여기서 AWGN의 분산은  $N_0/2$ 이다.  $P_b$ 는 신호 전력이고,  $P_b |_{False}$ 는 잡음 전력이다.  $P_b |_{False}$ 는 side information이 error 발생한 경우의 조건부 bit error 확률이다.

여기서  $P_b |_{False}$ 는 false side information의 분산이다.

#### IV. Simulation Results and Discussion

본 절은 SPW 방식의 OFDM 시스템에 대한 PAPR 저감 성능 및 BER 성능을 보인다. PAPR 저감 성능을 평가하기 위한 simulation 조건은 다음과 같다. 하부 블록의 수,  $M=16$ 이고 데이터 carrier의 수,  $L=240$ 으로 전체 subcarrier의 수,  $N=L+M=256$ 으로 동일하게 설정한다. Weighting factor는 binary weighting factor로 설정하고 (i.e,  $W=\{+1, -1\}$ ) 앞 절에서 언급한 complementary 특성의 weighting factor 조합을 사용한다.

먼저 SPW 시스템의 PAPR 저감 성능 분석에 있어, 하부 블록 분할 방법에 따른 PAPR 저감 성능을 분석한다. 여기서 인접, 인터리브드, 랜덤 Subblock 분할 방법을 적용하여 분석한다. 그림 4는  $M=16$ ,  $L=240$ 인 경우 세가지 subblock 분할 방법에 따른 PAPR 저감 성능이다. 그림의 결과와 같이 랜덤 subblock 분할 방법이 가장 우수한 PAPR 저감 성능을 보이며, 인터리브드 subblock 분할 방법이 가장

나쁜 PAPR 저감 성능을 보인다. 인접 subblock 분할 방법은 랜덤 subblock 분할 방법과 인터리브드 subblock 분할 방법의 중간 정도의 PAPR 저감 성능을 보인다. 여기서 인터리브드 subblock 분할 방법이 가장 나쁜 PAPR 저감 성능을 보이는 이유는 데이터를 주기적으로 분할하므로 이러한 주기성 때문에 데이터들간의 자기 상관성이 커져 PAPR을 감소시키는 성능이 좋지 못하다. 반면 랜덤 subblock 분할 방법은 랜덤하게 분할하므로 데이터들간의 주기적 특성이 없어 자기 상관성이 낮아 PAPR을 효과적으로 감소시킬 수 있다.

다음은 threshold 기법과 상보 시퀀스 특성의

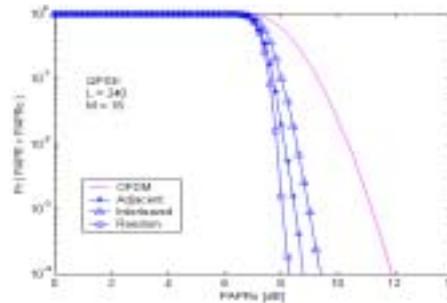


그림 4. 세가지 분할 방법의 PAPR 저감  
Fig. 4. PAPR reduction of three partitioning method.

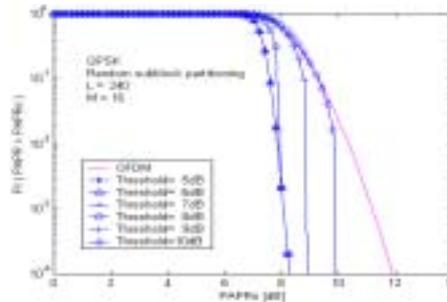


그림 5. PAPR threshold에 따른 CCDF  
Fig. 5. CCDF of several PAPR thresholds.

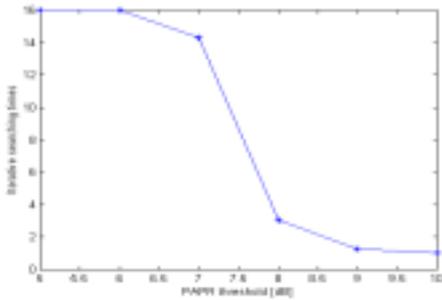


그림 6. PAPR threshold에 따른 반복 탐색 횟수  
Fig. 6. Iterative searching times versus PAPR threshold.

weighting factor 조합을 이용하는 SPW 시스템의 PAPR 임계치 변화에 따른 PAPR 저감 성능과 처리 시간의 분석 결과이다. 여기서 데이터는 랜덤 subblock 분할 방법을 적용하고, PAPR threshold는 5 dB에서 10 dB로 증가하여 PAPR 및 반복 탐색 횟수를 측정한다. 그림 5는  $L=240, M=16$ 인 경우 SPW 시스템의 PAPR threshold에 따른 CCDF이고, 그림 6은 이 경우 반복 탐색 횟수를 나타낸다. 위의 그림 5와

표 1. L과 M에 따른 시뮬레이션 성능 분석  
Table 1. Simulation performance analysis at several L and M.

L	252	248	240	224
M	4	8	16	32
PAPR ( $10^{-4}$ )	9	8	8	8
PAPR Threshold	9.4	8.8	8.4	8.0
Iterative searching times	1.25	2.98	3.07	2.97

그림 6의 결과로부터 PAPR threshold가 작아질수록 PAPR 저감 성능은 우수하지만 반복 탐색 횟수가 증가함을 알 수 있다. 여러 가지 L과 M에 대하여 PAPR threshold와 반복 탐색 횟수 사이의 관계를 살펴보면, PAPR 저감 성능을 얻으면서 작은 반복 탐색 횟수를 가지는 최적의 PAPR threshold를 찾을 수 있다. 표 1의 결과로부터 4번 이내의 반복 탐색으로 원하는 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 일반적으로 시스템의 구현시 PAPR 저감 성능과 처리 시간을 고려하여 적절한 M과 PAPR threshold를 설정한다.

그림 7은 flipping 기법을 이용하여 weighting을 준

경우의 PAPR 저감 성능을 보여준다. 이 결과는 threshold를 설정하지 않고 하부 블록의 수에 따라 M번 flipping하여 얻은 PAPR 저감 성능이다. 본 논문에서 제안한 complementary 특성의 weighting factor 조합을 사용하는 경우보다 낮은 PAPR 저감 성능을 보인다.

그림 8은 AWGN 채널에서 QPSK 변조 방식인 경우 SPW 시스템의 BER 성능 분석 결과이다. 그림의 결과는 식 (25)의 전체 시스템의 error 확률 P에 대한 analysis 결과와 computer simulation을 수행하여 얻은 BER 곡선이다. 그림 8에서 side information이

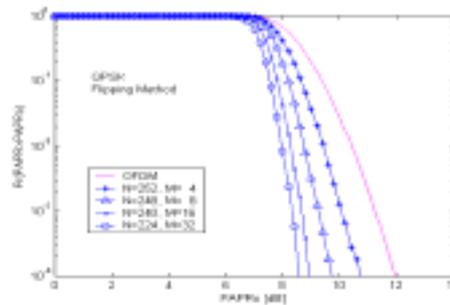


그림 7. Flipping 기법의 SPW의 CCDF  
Fig. 7. CCDF of SPW of Flipping technique.

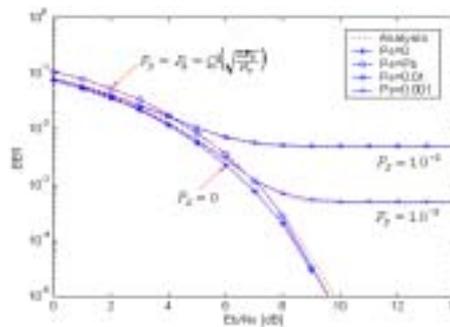


그림 8. 부가 정보 오류에 따른 BER 성능  
Fig. 8. BER at side information error.

error가 발생하지 않은( $P_s=0$ ) 경우의 BER은 기존의 OFDM 시스템의 BER과 동일하다. 다음으로 side information이 AWGN 채널에 의해 error가 발생된다고 가정하면 식 (26)과 같이  $P_s=P_b$ 인 경우로 낮은 SNR에서는 0.5 dB 정도의 성능 차이를 보이지만 높

은 SNR에서는 성능에 큰 영향을 주지 않는다. 마지막으로 side information의 error 발생 확률이  $P_s=10^{-2}$ ,  $10^{-3}$ 로 고정된 경우에는 시스템의 BER 성능은 신호의 SNR에 관계없이 error floor가 된다.

그림 8의 결과에서 부가 정보를 feed forward 형태로 삽입하여 전송하므로 수신기에서 데이터를 정확히 복원할 수 있음을 확인하였다. 부가 정보 전송에 따른 전송률의 loss는 발생하지만 전체 시스템에 비하여 매우 작다. 예로 BPSK 변조 방식이고  $N=256$ 이고  $M=8$ 인 경우의 spectral loss는  $M/N=8/256=0.031$ 로 매우 작다.

### V. 결 론

본 연구의 결과로 얻은 것을 다음과 같이 정리할 수 있다.

첫째, SPW 방식에서 인접, 인터리브드, 랜덤 subblock 분할 방법을 적용하여 PAPR 저감 성능을 분석하였고, 세가지 방식 중에서 랜덤 subblock 분할 방법이 가장 효과적인 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 둘째, 처리 시간 문제를 극복하기 위해서 새로이 상보 시퀀스 특성의 weighting factor 조합을 threshold 기법을 혼합하여 사용하므로 처리 시간을 단축할 수 있다. 논문의 결과로 4번 이내의 탐색으로 원하는 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있다. 셋째, SPW 방식에서 부가 정보는 시스템의 BER 성능에 있어 중요한 요소이며, 이 부가 정보 전송 오류에 대한 BER 성능을 분석하였다.

### 참 고 문 헌

[1] R. O'Neill, L. N. Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier Signals", *Proc. PIMRC '95*, pp. 71-75, 1995.  
 [2] A. E. Jones, T. A. Wilkinson and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission scheme", *IEE Electronic Letters*, vol. 30, no. 25, pp. 2098-2099, Dec. 1994.  
 [3] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping", *IEE Electro-*

*nic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.

[4] S. H. Muller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum com-

### 이 재 은



2002년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 (공학사)  
 2002년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
 [주 관심분야] CDMA 통신, 무선 LAN 시스템, OFDM 통신시스템 등

### 유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
 [주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

ination of partial transmit sequences", *IEE Electronic Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.

[5] H. G. Ryu, K. J. Yoon, "A New PAPR Reduction Scheme: SPW(Subblock Phase Weighting)", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 48, pp. 81-89, Feb. 2002.  
 [6] C. Tellambura, "Phase optimization criterion for reducing peak-to-average power ratio of an OFDM signal", *IEE Electron. Letters*, vol. 34, pp. 169-170, Jan. 1998.  
 [7] R. van Nee, *OFDM wireless multimedia communication*. Boston, London: Artech House, 2000.  
 [8] H. Ochiai, H. Imai, "OFDM-CDMA with peak power reduction based on the spreading sequences", *International Conference on IEEE*, vol. 3, pp.

1299-1303, 1998.

- [9] Leonard J. Chimini, Nelsin R. Sollenberger, "Peak-to-Average Ratio reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences", *International Conference on IEEE*, vol. 1, pp. 511-515, 1999.

### 정 영 호



1992년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)

1994년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학석사)

2001년 9월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정

1994년 3월~현재: 한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀 선임연구원

[주 관심분야] 디지털 방송시스템, 디지털 이동통신시스템, 디지털신호처리

### 함 영 권



1980년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1996년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1984년 3월~현재: 한국전자통신연구원 전파방송연구소 이동멀티미디어방송연구팀장

[주 관심분야] 디지털 이동통신, 디지털 방송