

위상 조절 방법에서 DFT 특성을 이용한 계산량 저감

Reduced Computation Using the DFT Property in the Phase Weighting Method

유 흥 균 · Nguyen Thanh Hieu

Heung-Gyoon Ryu · Nguyen Thanh Hieu

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 많은 통신 시스템에서 사용되고 있다. 기존 SPW 방법에서 반복처리로 인한 시간 소모를 단축하기 위하여 계산량 감소를 위한 phase weighting의 계산량 감소 방법을 제안한다. 낮은 복잡도의 phase weighting으로 OFDM 신호의 PAPR(Peak-to-Average-Power Ratio)을 줄이는 방법은 주기적인 sequence들의 DFT(Discrete Fourier Transform)의 성질을 이용한다. PAPR은 적은 계산량을 갖는 phase weighting 방법에 의해 능률적으로 줄일 수 있다. 시뮬레이션 결과, 기존 방식들과 비슷한 PAPR 저감 효과를 갖는다는 것을 보여준다. 제안한 기술은 두 개의 phase factor로 PAPR을 2.15 dB 줄일 수 있고 4개의 phase factor들로 PAPR을 3.95 dB 줄일 수 있다. 계산량 분석에서 phase weighting 방법이 계산량을 매우 감소시킨다.

Abstract

OFDM system has high PAPR(Peak-to-Average-Power Ratio) problem. In this paper, we present a low complexity phase weighting method to reduce the computational quantity so that we can cut down the processing time of SPW method. Proposed method is derived from the DFT property of periodical sequences by which PAPR can be reduced efficiently. The simulation results show the same PAPR reduction efficiency of proposed method in comparison with conventional methods. It can reduce 2.15 dB of PAPR with two phase factors and 3.95 dB of PAPR with four phase factors. The computation analysis shows significant improvement in the low complexity phase weighting method.

Key words : OFDM, PTS, SPW, PAPR Reduction, DFT

I. 서 론

OFDM은 wireless local area network(WLAN) IEEE 802.11a, wireless metropolitan area network(WMAN) IEEE 802.16a, digital audio broadcasting(DAB), digital video broadcasting(DVB-T)와 같은 몇몇 통신 시스템에 채택되었다. 시간 축에서 OFDM 신호는 여러 개의 직교 신호의 합이기 때문에, OFDM 신호는 변화가 큰 진폭을 갖는다. 이것은 OFDM system의 가장

큰 단점이다. OFDM system의 PAPR을 줄이는 많은 방법들이 있다. PAPR을 줄이는 쉬운 기법으로 clipping 방법이 있다^[1]. 송신 신호에서 임계치보다 높은 신호를 잘라낸다. Clipping은 쉬운 방법이다. 그러나 이것은 in-band 왜곡과 out-of-band 방사를 일으키고 bit error rate(BER) 성능을 악화시킨다. Clipping의 개선 방법은 신호를 잘라낸 다음 filtering을 해서 out-of-band 방사를 제거하는 것이다^{[2],[3]}. Coding은 왜곡이 없는 방법으로 PAPR을 더 많이 줄일 수 있

「이 논문은 2005학년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.」

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

· 논문 번호 : 20050901-097

· 수정완료일자 : 2005년 10월 11일

고, 코딩된 신호는 일정한 진폭을 갖는다^{[4]~[7]}. 그러나, coding 방법은 적은 수의 sub-carrier와 낮은 차수의 constellation일 때 유용한 방법이다. Partial transmit sequence(PTS)와 selected mapping(SLM)과 같은 multiple 신호 표현 기법은 PAPR을 줄이는데 유용한 기술이다^{[8]~[11]}. 이 두 기법은 동시에 다수의 inverse fast Fourier transform(IFFT) processor를 요구한다. PTS의 단점을 극복하기 위하여 sub-block phase weighting (SPW)을 제안하였다^[12]. 이 SPW(Sub-block Phase Weighting) 방법은 종전 기법 중에 가장 현실적으로 우수한 SLM이나 PTS와 같은 PAPR 저감 효과를 나타내면서도 단지 한 개의 IFFT processor를 사용하는 더 좋은 장점이 있다. 그러나 SPW는 반복적으로 처리하기 때문에 시간이 지연되는 단점이 있다.

본 논문에서는 기존 SPW 방법에서 반복 처리로 인한 시간 소모를 단축하기 위하여 계산량 감소를 위한 phase weighting의 계산량 감소 방법을 제안한다. 이것은 기존 SPW나 PTS만큼 효율적으로 OFDM의 PAPR을 줄이고, 하나의 IFFT 변환을 이용한다. 기존 SPW, PTS와 제안한 방법의 복잡도를 비교하여, 계산량은 줄면서도 시뮬레이션 결과 PAPR 저감 효과가 같다는 것을 보인다.

II. 시스템 설명

Serial to parallel 변환기를 거친 입력 신호를 $X=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 이라고 놓자. 시간 축에서 OFDM 신호의 complex baseband는 다음과 같이 주어진다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n f t}, 0 \leq t < NT \quad (1)$$

여기서 T 는 data의 주기이고, NT 는 OFDM 심볼 주기고, $\Delta f = \frac{1}{NT}$ 은 sub-carrier의 간격이다. 시간축 신호 $x(t)$ 의 sample된 신호는 sequence $x=[x_0, x_1, \dots, x_{LN-1}]^T$ 이다.

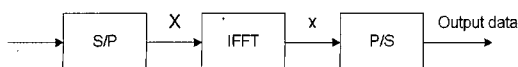


그림 1. OFDM 송신기의 단순한 블록 구성도
Fig. 1. Simple block diagram of OFDM transmitter.

위상 조절 방법에서 DFT 특성을 이용한 계산량 저감

L 은 oversampling factor라 하며 크기는 1과 같거나 큰 정수이다. $L=1$ 일 때, sample들은 Nyquist rate sampling을 사용하여 얻어진다.

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi \frac{nk}{LN}} \quad k=0,1,\dots, LN-1 \quad (2)$$

만일 각각의 신호의 위상이 같다면, 신호의 합은 최대가 되고, OFDM 신호는 높은 최대치를 갖게 된다. 전송 신호의 PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t < NT} |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (3)$$

Complementary cumulative distribution function(CCDF)은 다음과 같다^{[4]~[9]}.

$$CCDF = Pr(PAPR > PAPR_0) \quad (4)$$

III. PAPR을 줄이는 방법

동시에 여러 개의 IFFT processor 사용을 피하기 위해 subblock phase weighting(SPW)를 대상으로 한다^[12]. 여기서 SPW는 주어진 시간 동안에 단지 한 개의 IFFT만을 사용한다. S/P 변환 후의 입력 data vector $X=[X_0, X_1, \dots, X_{LN-1}]^T$ 은 $b_l \in \{e^{j2\pi l/W} \mid l=0,1,\dots, W-1\}$ 인 weighting factor $b=[b_1, b_2, \dots, b_M]^T$ 과 곱해진다. 3개의 pattern으로 규칙화된 PTS와 유사한 3개의 weighting factor 기법이 있다.

- Adjacent: $\tilde{b}=[b_1 b_1, \dots, b_1 b_2 b_2, \dots, b_M]_{1 \times LN}$
- Interleaved: $\tilde{b}=[b_1 b_2, \dots, b_M b_1 b_2, \dots, b_M]_{1 \times LN}$
- Random: vector \tilde{b} with random position of elements

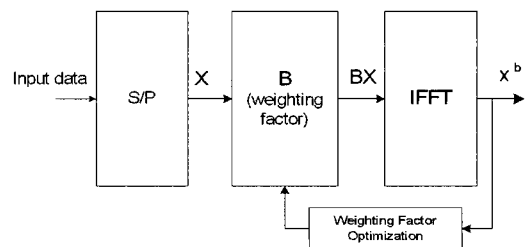


그림 2. SPW 기법의 블록 구성도
Fig. 2. Block diagram of SPW technique.

Weighting factor와 주어진 partitioning 기법의 곱은 행렬 B 로 정의되어 나타내어질 수 있다.

$$B = \left[\text{diag}(\tilde{b}) \right]_{LN \times LN} \quad (5)$$

Weighting factor와 곱해진 후 신호는 IFFT에서 주파수축에서 시간축으로 변환된다. Weighting factor의 최적화는 PAPR을 최소화 시키게 하는 최적의 weighting factor를 찾아내는 것이다. SPW는 주어진 시간에 단지 하나의 IFFT만을 사용한다.

IV. 낮은 계산량을 갖는 Phase Weighting

제안한 방법의 블록 구성도는 그림 3에 보인다. 여기서 $L=1$ 즉, oversampling을 하지 않은 것으로 가정하겠다.

행렬 Q 로 N points FFT를 고려해 보자.

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & \dots & W^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (6)$$

여기서 $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ 이고, N points IFFT는 행렬 Q^{-1} 에 의해 표현된다.

$$Q^{-1} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & \dots & W^{-(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-(N-1)} & \dots & W^{-(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (7)$$

입력 block data의 IFFT는 다음과 같이 주어진다.

$$x = Q^{-1}X \Rightarrow X = Qx \quad (8)$$

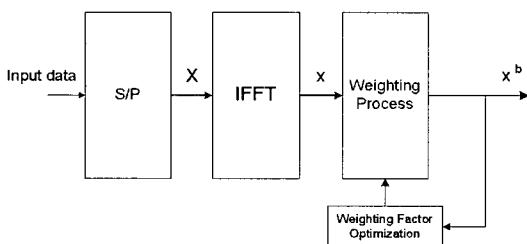


그림 3. 낮은 복잡도를 갖는 weighting 기법
Fig. 3. Low complexity weighting technique.

출력 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x^b = Q^{-1}BX = Q^{-1}BQx = Tx \quad (9)$$

Weighting process는 T 행렬이다. 만일 vector b 가 주기적이면 행렬 T 는 더 많은 0 원소들을 가진 단순한 형태가 될 것이고, T 의 각 열은 최대 M 개의 0이 아닌 원소들을 가진다. 식 (5)와 (9)로부터 우리는 $T=Q^{-1}BQ$ 을 이끌어낸다. 여기서 $B=[\text{diag}(\tilde{b})]_{N \times N}$ 이고 phase rotation vector는 $\tilde{b}=[b_1b_2, \dots, b_Mb_1b_2, \dots, b_M]_{1 \times N}$ 이고 M 의 주기를 갖는다.

$$T = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & \dots & W^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & b_M & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & \dots & W^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$$

$$T = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_M \\ b_1 & b_2W^1 & \dots & b_MW^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_1 & b_2W^{(N-1)} & \dots & b_MW^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & \dots & W^{(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$$

$$T = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} b_1+b_2+\dots+b_M & b_1+b_2W^1+\dots+b_MW^{(N-1)} & \dots \\ b_1+b_2W^1+\dots+b_MW^{(N-1)} & b_1+b_2+\dots+b_M & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_1+b_2W^{(N-1)}+\dots+b_MW^{(N-1)(N-1)} & b_1+b_2W^{(N-1)}+\dots+b_MW^{(N-1)(N-1)} & \dots \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_1+b_2W^{(N-1)}+\dots+b_MW^{(N-1)(N-1)} \\ b_1+b_2W^{(N-2)}+\dots+b_MW^{(N-1)(N-2)} \\ \vdots \\ b_1+b_2+\dots+b_M \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (10)$$

$T=[t_0t_1, \dots, t_{N-1}]_{N \times N}$ 라고 다시 쓸 수 있고, 여기서 T 의 첫 번째 원소는 다음과 같다.

$$t_0 = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} b_0 + b_1 + \dots + b_V \\ b_0 + b_1W^{-1} + \dots + b_{V-1}W^{-(N-1)} \\ \vdots \\ b_0 + b_1W^{-(N-1)} + \dots + b_{V-1}W^{-(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad (11)$$

그리고 T 의 다른 열은 첫 번째 열의 circular-shift version이다. 첫 번째 열 t_0 는 $\tilde{b}^T = [b_1b_2, \dots, b_Mb_1, b_2, \dots, b_M]_{1 \times N}^T$ 의 IFFT이다.

다음, \tilde{b}^T 의 IFFT가 최대 M 개의 0이 아닌 원소들을 갖는다는 것을 증명한다. N 이 2의 지수 승인 FFT를 갖는 OFDM system에 대해 고려한다. Subblock M 의 개수는 $N=mM$ 을 만족한다.

$$\begin{aligned} \tilde{b}_0 &= [b_1 b_2 \dots b_M 0 \dots 0]_{1 \times N}^T \\ \tilde{b}_1 &= [0 \dots 0 b_1 b_2 \dots b_M 0 \dots 0]_{1 \times N}^T \\ &\vdots \\ \tilde{b}_{M-1} &= [0 \dots 0 b_1 b_2 \dots b_M]_{1 \times N}^T \end{aligned} \quad (12)$$

그러므로 $\tilde{b}^T = \sum_{i=0}^{M-1} \tilde{b}_i^T$ 이다. 그리고 $\tilde{b}_1, \tilde{b}_2, \dots, \tilde{b}_{M-1}$ 은 \tilde{b}_0 가 M 만큼 shift된 것이다. 추정하면 다음과 같다.

$$\tilde{b}_0 \xrightarrow{\text{IFFT}} \tilde{B}_0 \quad (13)$$

IFFT의 이동 성질을 이용하면, 나머지 vector들의 IFFT는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{b}_1 &\xrightarrow{\text{IFFT}} e^{j2\pi \frac{N}{N}} \tilde{B}_0 = e^{j2\pi \frac{N}{N}} \tilde{B}_0 \\ \tilde{b}_2 &\xrightarrow{\text{IFFT}} e^{j2\pi \frac{2n}{m}} \tilde{B}_0 \\ &\vdots \\ \tilde{b}_{m-1} &\xrightarrow{\text{IFFT}} e^{j2\pi \frac{(m-1)n}{m}} \tilde{B}_0 \end{aligned} \quad (14)$$

그리고 다음을 구할 수 있다.

$$\tilde{b} \xrightarrow{\text{IFFT}} \left(1 + e^{j2\pi \frac{n}{m}} + e^{j2\pi \frac{2n}{m}} + \dots + e^{j2\pi \frac{(m-1)n}{m}} \right) \tilde{B}_0 \quad (15)$$

우리는 다음을 고려한다.

$$S = 1 + e^{j2\pi \frac{n}{m}} + e^{j2\pi \frac{2n}{m}} + \dots + e^{j2\pi \frac{(m-1)n}{m}} = \sum_{k=0}^{m-1} e^{j2\pi \frac{nk}{m}} \quad (16)$$

만일 $n=mV$ 이면, $e^{j2\pi \frac{n}{m}} = e^{j2\pi \frac{2n}{m}} = \dots = e^{j2\pi \frac{(m-1)n}{m}} = 1$ 이고 $S=m$ 이다. 반면에, 만일 $n \neq mM$ 이거나 $\frac{n}{m} \notin Z$, $e^{j2\pi \frac{n}{m}} \neq 1$ 이면 다음과 같다.

$$S = \sum_{k=0}^{m-1} e^{j2\pi \frac{nk}{m}} = \frac{1 - e^{j2\pi \frac{mn}{m}}}{1 - e^{j2\pi \frac{n}{m}}} = 0 \quad (17)$$

마지막으로 \tilde{b}^T 의 IFFT는 다음과 같다.

$$\tilde{b} \xrightarrow{\text{IFFT}} \begin{cases} m\tilde{B}_0 & \text{if } n=mM \\ 0 & \text{if } n \neq mM \end{cases} \quad (18)$$

식 (18)의 결과는 최대 단지 M 의 0이 아닌 원소를 가지고 있고 나머지는 0인 원소를 가지고 있는 T 행렬의 각 열이다.

그런 다음 SPW 방법에서 weighting factor의 interleave 방식을 적용하고, 여기서 phase rotation vector는 M 을 주기로 갖는 주기적인 $\tilde{b} = [b_1 b_2, \dots, b_M b_1 b_2, \dots, b_M]_{1 \times N}$ 이다. T 행렬과 대응되는 phase weighting vector \tilde{b} 는 미리 계산되고 메모리에 저장된다. Weighting factor를 최적화하는 것은 PAPR을 최소로 하기 위해 최적의 행렬 T 를 알아내기 위한 것이다. 최적 행렬 T 의 weighting process를 거친 후의 낮은 PAPR을 갖는 신호가 전송된다.

V. 계산량 분석

Weighting factor의 수를 2나 4로 놓았는데, partitioned sub-block M 의 수는 10보다 작다. 제안한 방법에서, 한 개 IFFT의 계산 복잡도는 고정되어 있다. Weighting process(행렬 T)의 복잡도를 고려한다.

5-1 Weighting Factor, $W=2$

만일 weighting factor, $W=2$ 이면, weighting factor 값은 1 또는 -1 이다. Vector $b = [b_1 b_2, \dots, b_M]_{1 \times M}$ 의 두 가지 경우에 대해 고려해 보자. 첫 번째로 "1"의 개수가 홀수이면, odd case라고 하고 두 번째로 "1"의 개수가 짝수이면 even case라고 한다.

실행할 때, 수행과정에서 아무 손실 없이 $b_1=1$ 으로 할당할 수 있다. 제안한 방법에서, 단지 odd case 또는 even case pattern(각각의 경우는 2^{V-1} vector를 갖는다)으로 선택할 수 있다.

5-1-1 Number of Subblock, $M=2$

$M=2$ 일 때, IFFT의 크기는 N 이고, 행렬 T 는 N 개의 0이 아닌 원소 $\in \{\pm 1\}$ 을 갖는 even case와 odd case 두 가지의 경우가 있다. 제안한 방식에서, 우리는 PTS에서는 두 개의 IFFT와 SPW에서는 두 번 반복할 IFFT 대신 단지 한 개의 IFFT 계산만을 필요로 한다. 마지막으로, $M=2$ 이면, 제안한 방식은 IFFT 계산 복잡도를 50% 줄일 수 있다.

5-1-2 Number of Subblock, $M=4$

$M=4$ 일 때, IFFT의 크기는 N 이고, odd case에서 행렬 T 는 $4N$ 개의 0이 아닌 원소 $\in 0.5 \times \{\pm 1; \pm j\}$ 을 갖는다. Odd case인 경우, 우리는 일반적인 IFFT를 대신할 $3N$ 개의 덧셈만을 필요로 한다. Even case인 경우 행렬 T 는 2개의 형태이다. T 의 첫 번째 종류는 N 개의 원소 $\in \{\pm 1\}$ 을 가지고 T 의 두 번째 종류는 N 개의 원소 $\in 0.5 \times \{\pm 1; \pm j\}$ 을 갖고, 그 때 N 번의 덧셈과 $2N$ 의 복잡도를 갖는 곱셈이 한 개의 일반적인 IFFT를 대신한다.

· 복잡도 비교

한 개의 일반적인 IFFT의 복잡도는 $(N/2)\log_2 N$ 의 곱셈과 $M\log_2 N$ 의 덧셈이라는 것을 알고 있다.

· 일반적인 SPW

$$2^{M-1}(N/2)\log_2 N = 4M\log_2 N \text{ 곱셈}$$

$$2^{M-1}M\log_2 N = 8M\log_2 N \text{ 덧셈}$$

· 일반적인 PTS

$$M(N/2)\log_2 N = 2M\log_2 N \text{ 곱셈}$$

$$MN\log_2 N = 4M\log_2 N \text{ 덧셈}$$

· 제안한 방법 (odd case)

$$N/2\log_2 N \text{ 곱셈}$$

$$2^{M-2} \times 2N + N/2\log_2 N = 24N + M\log_2 N \text{ 덧셈}$$

· 제안한 방법 (even case)

$$2^{M-2} \times 2N + N/2\log_2 N = 8N + N/2\log_2 N \text{ 곱셈}$$

$$2^{M-2} \times N + M\log_2 N = 2N + M\log_2 N \text{ 덧셈}$$

5-2 Number of Weighting Factor, $W=4$

만일 weighting factor의 수가 $W=4$ 이면, weighting factor는 $\{1, -1, j, -j\}$ 이다. 보통 b_1 은 1을 할당할 수 있다. Weighting factor를 찾는데 W^{M-1} 개의 경우가 있다. 행렬 T 는 최대 M 개의 0이 아닌 원소를 가진다. 같은 방식으로 제안한 방법의 복잡도가 SPW의 복잡도보다 항상 작지만, 반복 특성이 지수적으로 복잡도를 증가시키기 때문에 PTS의 복잡도보다는 커질 수도 있다. 그러나 $W=4$ 또는 그 이상인 경우는 위상 회전방식에서는 긴 계산 시간 때문에 실제 사용하기 곤란한 방식이다.

VI. 계산 결과와 검토

컴퓨터 시뮬레이션은 제안한 방법, SPW, PTS가

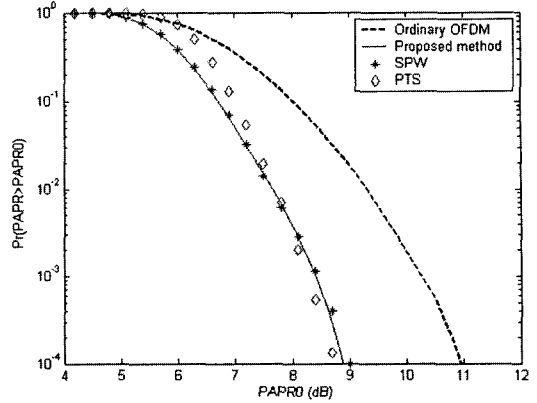


그림 4. 제안한 방식, PTS, SPW의 PAPR($W=2, M=4$)
Fig. 4. PAPR of proposed method, PTS, and SPW ($W=2, M=4$).

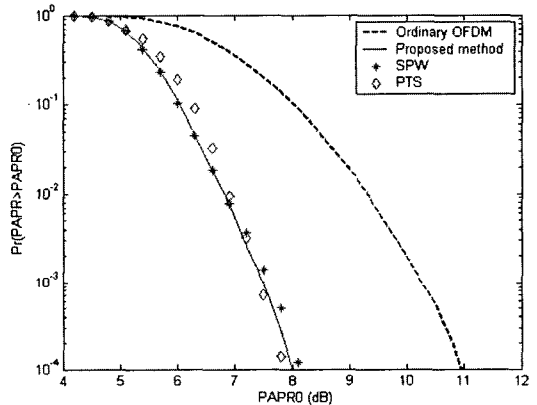


그림 5. 제안한 방식, PTS, SPW의 PAPR($W=4, M=4$)
Fig. 5. PAPR of proposed method, PTS, and SPW ($W=4, M=4$).

얼마나 효율적으로 PAPR을 줄이는지 비교하는데 사용되었다. 우리의 시뮬레이션은 sub-carrier의 수가 64개이고, 신호는 QPSK를 사용하였고, interleave 방식의 sub-block partitioning 방식을 사용하였다. 여러 개의 sub-carrier의 수에 대해 3개 방식의 복잡도를 조사하였다.

제안한 방식, PTS, SPW의 PAPR 저감 효과는 그림 4, 5에서 보인다. 그림 4에서 phase weighting의 수가 $W=2$ 이고 sub-block의 수가 $M=4$ 일 때 10^{-4} 에서 10.95 dB에서 8.8 dB로 약 2.15 dB 줄일 수 있다. 그림 5에서 $W=4$ 이고 $M=4$ 일 때 10^{-4} 에서 10.95 dB에서 8 dB로 약 3.95 dB로 줄일 수 있다. 3개 방법의 복잡

표 1. 복잡도 비교($W=2, M=4$)

Table 1. Complexity comparison($W=2$ and $M=4$).

N		64	128	256	512	1,024
일반 SPW	곱셈	1,536	3,584	8,192	18,432	40,960
	덧셈	3,072	7,168	16,384	36,864	81,920
PTS	곱셈	768	1,792	4,096	9,216	20,480
	덧셈	1,536	3,584	8,192	18,432	40,960
홀수	곱셈	192	448	1,024	2,304	5,120
	덧셈	1,920	3,968	8,192	16,896	34,816
짝수	곱셈	704	1,472	3,072	6,400	13,312
	덧셈	640	1,408	3,072	6,656	14,336

도는 sub-carrier의 수에 의해 계산된다. SPW, PTS와 비교해서 제안방식의 계산복잡도의 감소율(CR:computational reduction)을 정의한다.

$$CR = \left(1 - \frac{x}{y}\right) 100\% \quad (19)$$

여기서 x 는 제안한 방식의 곱셈이나 덧셈의 수이고, y 는 PTS나 SPW의 곱셈이나 덧셈의 수이다. 그 결과가 표 1에 있다.

곱셈의 수와 덧셈의 수를 비교한 것은 표와 그림 6과 7에 보여진다. $W=2$ 이고 $M=4$ 일 때, 제안한 방식은 홀수인 경우와 짝수인 경우(여기서부터 우리는 odd case와 even case라고 부른다) 두 경우를 갖는다. 첫 번째로 우리는 곱셈의 수를 고려하였다. Sub-carrier의 수에 상관없이 odd case는 PTS보다 75%를

표 2. 복잡도 감소율(%)

Table 2. Complexity reduction(in %).

N		64	128	256	512	1024	
홀수	곱셈	SPW	87.5	87.5	87.5	87.5	87.5
		PTS	75	75	75	75	75
	덧셈	SPW	37.5	44.6	50	54.1	57.5
		PTS	-25	-10.7	0	8.3	15
짝수	곱셈	SPW	54.1	58.9	62.5	65.2	67.5
		PTS	8.33	17.8	25	30.5	35
	덧셈	SPW	79.1	80.3	81.2	81.9	82.5
		PTS	58.3	60.7	62.5	63.8	65

줄였고 SPW의 곱셈 수보다 87.5% 줄었다. Sub-carrier의 수 N 이 64부터 1,024까지 일 때 even case는 PTS의 곱셈 수보다 8.3%부터 35%까지 줄였고 SPW보다는 54%부터 67.5%까지 줄었다. 덧셈 수에 대해, even case에서는 PTS의 덧셈 수보다 58.3%에서 65%까지 줄였고 SPW보다는 79.1%에서 82.5%까지 줄었다. Odd case는 SPW의 덧셈 수보다 37.5%에서 57.5%까지 줄일 수 있다. 그러나 N 이 256보다 커지면 odd case는 PTS보다 훨씬 더 낮다. 복잡도의 감소율은 표 2에 보여지는 것과 같다.

Ⅶ. 결 론

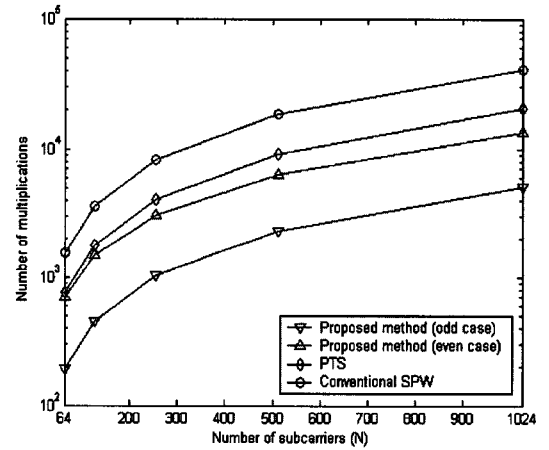


그림 6. 총 곱셈 수($W=2, M=4$)

Fig. 6. Total number of multiplications($W=2, M=4$).

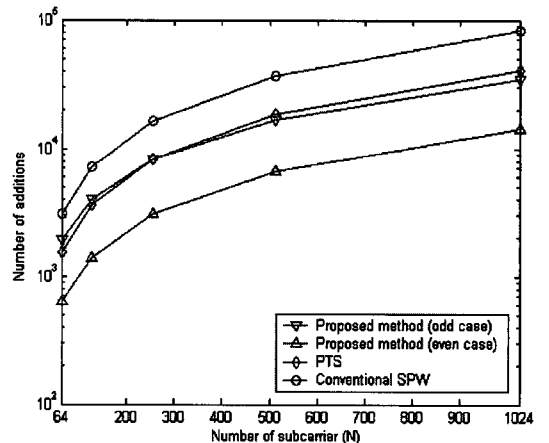


그림 7. 총 덧셈 수($W=2, M=4$)

Fig. 7. Total number of additions($W=2, M=4$).

제안한 기술은 주기적인 sequence의 DFT의 성질에 의해 만들어졌다. 이 방식은 PTS나 SPW 방식 만큼 효율적으로 PAPR을 감소시킬 수 있다. 64 sub-carrier의 OFDM system에서 제안한 방식은 weighting factor가 $W=2$ 이고, sub-block이 $M=4$ 일 때 2.15 dB 감소시킬 수 있고, $W=4$ 이고 $M=4$ 일 때 3.95 dB 감소시킬 수 있다. 복잡도 분석은 낮은 복잡도의 phase weighting 방법의 곱셈 수와 덧셈 수에서 주목할만한 결과를 보여준다. 제안한 방식의 odd case는 PTS와 SPW의 곱셈수보다 각각 75 %와 87.5 % 저감시킬 수 있다. 제안한 방식의 또 다른 경우인 even case는 PTS의 덧셈 수보다 60 % 가까이 저감시키고 SPW보다 70 % 넘게 저감시킬 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. O'Neill, L. B. Lopes, "Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals", *Proc. IEEE PIMRC '95*, Toronto, Canada, pp. 71-75, Sep. 1995.
- [2] X. Li, L. J. Cimini, Jr., "Effect of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 131-133, May 1998.
- [3] J. Armstrong, "Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering", *Elect. Lett.*, vol. 38, no. 8, pp. 246-247, Feb. 2002.
- [4] 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 schemes", *Elect. Lett.*, vol. 30, no. 22, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [5] J. A. Davis, J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, golay complementary sequences, and reed-muller codes", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 2397-2417, Nov. 1999.
- [6] K. Patterson, "Generalized reed-muller codes and power control in OFDM modulation", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 1, pp. 104-120, Jan. 2000.
- [7] K. G. Paterson, V. Tarokh, "On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios", *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1974-1987, Sep. 2000.
- [8] S. H. Müller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *Elect. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [9] L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 3, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [10] S. H. Müller, J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM", *Proc. IEEE GLOBECOM '97*, Phoenix, AZ, vol. 1, pp. 1-5, Nov. 1997.
- [11] R. W. Bäuml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping", *Elect. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [12] H. G. Ryu, K. J. Youn, "A new PAPR reduction scheme: SPW(Subblock Phase Weighting)", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 81-89, Feb. 2002.
- [13] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999.

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수

1999년~현재: IEEE 논문 심사위원

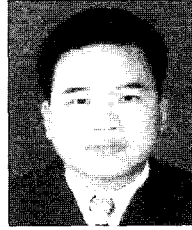
2002년: 한국전자과학회 학술상 수상

2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학,

이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계

Nguyen Thanh Hieu



1999년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학사)

2003년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학석사)

2000년 1월~2004년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학 과강사

2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM 통신시스템 등