

# OFDMA 상향 링크 시스템에서 PAPR 저감을 위한 선택적 DFT Spreading 기법의 설계와 성능 평가

## Design and Performance Evaluation of Selective DFT Spreading Method for PAPR Reduction in Uplink OFDMA System

김 상 우 · 유 흥 균

Sang-Woo Kim · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

본 논문에서는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 상향 링크 시스템에서 발생하는 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 문제를 해결하기 위한 방법으로 선택적 DFT(Discrete Fourier Transform) spreading 기법을 새롭게 제안한다. 제안된 방법은 기존의 DFT spreading 기법에 선택적 특성을 추가한 것으로, SLM(Selective Mapping) 기법과 DFT spreading 기법이 혼합된 형태를 갖는다. 그러나 제안된 기법은 copy branch를 사용함에 있어 그 복잡도의 증가를 최소화 하기 위해 하나의 DFT만을 사용하고, DFT 출력 신호에 여러 개의 각기 다른 matrix를 곱함으로써 여러 개의 copy branch를 생성한다. 여기서 사용된 matrix는 DFT 앞에서의 입력 데이터 위상 회전을 선형 변환함으로써 얻어진 것으로, 각각의 matrix는 그 복잡도가 하나의 DFT보다 매우 낮게 설계된다. 성능 분석을 위해 QPSK 변조 및 512 point IFFT의 사용을 가정하고 한 사용자에게 할당된 sub-carrier 수는 각각 75, 100인 두 가지 경우를 고려하였다. 성능 분석 결과에서, 제안된 선택적 DFT spreading 기법은 copy branch 수가 4일 때 약 5.2 dB 이상의 PAPR 저감 효과를 가지며, 이는 기존의 DFT spreading만을 사용하는 경우보다 약 1.8 dB 이상, 그리고 32 copy branch를 사용하는 SLM보다도 약 0.95 dB 이상의 뛰어난 PAPR 저감 성능이다. 또한 복잡도의 비교에서도 사용자에게 할당된 sub-carrier의 수가 100일 때, 제안된 기법은 기존의 DFT spreading 기법 보다는 증가되었으나 제안된 기법의 성능에 가장 근접하는 32 copy branch의 SLM보다 약 91.79% 저감된 곱셈 량을 갖는다. 제안된 기법의 효율성을 확인할 수 있으며, 사용자에게 할당된 sub-carrier의 수가 증가되어 단일 사용자가 모든 sub-carrier를 사용하는 경우, 즉 일반적인 OFDM과 같은 상황에서도 유사한 성능적 이득을 예상할 수 있다.

### Abstract

In this paper, we propose a selective DFT spreading method to solve a high PAPR problem in uplink OFDMA system. A selective characteristic is added to the DFT spreading, so the DFT spreading method is mixed with SLM method. However, to minimize increment of computational complexity, differently with common SLM method, our proposed method uses only one DFT spreading block. After DFT, several copy branches are generated by multiplying with each different matrix. This matrix is obtained by linear transforming the each phase rotation in front of DFT block. And it has very lower computational complexity than one DFT process. For simulation, we suppose that the 512 point

「이 논문은 2006학년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(This work was supported by the research grant of the Chungbuk National University in 2006).」

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

· 논문 번호 : 20060828-100

· 수정완료일자 : 2006년 12월 27일

IFFT is used, the number of effective sub-carrier is 300, the number of allowed sub-carrier to each user's is 1/4 and 1/3 and QPSK modulation is used. From the simulation result, when the number of copy branch is 4, our proposed method has more than about 5.2 dB PAPR reduction effect. It is about 1.8 dB better than common DFT spreading method and 0.95 dB better than common SLM which uses 32 copy branches. And also, when the number of copy branch is 2, it is better than SLM using 32 copy branches. From the comparison, the proposed method has 91.79 % lower complexity than SLM using 32 copy branches in similar PAPR reduction performance. So, we can find a very good performance of our proposed method. Also, we can expect the similar performance when all number of sub-carrier is allocated to one user like the OFDM.

Key words : OFDMA, PAPR, DFT Spreading, Selective DFT Spreading, SLM

## I. 서 론

OFDM 시스템은 고속의 데이터 전송, 다중경로 페이딩 및 impulse 잡음에 대한 강건성, 그리고 fast Fourier transform(FFT) 기술을 이용한 효과적인 hardware 구성과 같은 장점들로 인해 차세대 이동 통신을 위한 시스템으로 크게 주목 받고 있다. OFDMA는 OFDM 기반의 다중 사용자 접속 시스템으로 이러한 OFDM의 모든 장점들을 그대로 수용한다.

그러나 OFDMA는 OFDM과 마찬가지로 다중 캐리어를 이용한 변조 과정에서 높은 PAPR을 발생시키는 커다란 단점을 갖는다. 높은 PAPR을 갖는 신호는 HPA(High Power Amplifier)를 통과하면서 큰 비선형 왜곡을 겪게 되며, 이는 신호의 평균 전력을 낮춤으로써 다중 캐리어 신호의 전송 거리를 감소시킬 수 있고, 각 부반송파들 간의 간섭을 유발시킬 뿐만 아니라, 대역 외 간섭 또한 크게 증가시킨다.

이렇게 통신 성능에 큰 악영향을 미치는 PAPR을 저감하기 위해, clipping, block coding, SLM, PTS(Partial Transmit Sequence), DFT spreading 등과 같은 기술들이 많이 연구되었다. 우선 clipping 기법은 쉽게 구성이 가능하지만 out-of-band radiation과 in-band distortion으로 인해 신호 품질이 저하되는 단점을 갖는다<sup>[4],[5]</sup>. Block coding 기법은 신호의 왜곡 없이 PAPR을 3 dB 이내로 제한할 수 있지만, 부반송파의 수가 증가할수록 계산량이 지수적으로 증가하고, code rate은 크게 떨어져 대역 효율이 크게 나빠진다<sup>[6]</sup>. SLM은 동일한 정보에 여러 위상 벡터를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 데이터 시퀀스를 선택하여 전송하고<sup>[7],[8]</sup>, PTS는 부반송파를 여러 개의 cluster로 나누어 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적

의 rotation factor를 곱하여 전송한다<sup>[9]</sup>. 이 두 방식은 위상 회전을 통해 정보신호의 왜곡 없이 효과적으로 PAPR을 저감할 수 있지만 여러 개의 IFFT(Inverse Fast Fourier transform) 블록을 사용하여 시스템의 계산량 및 복잡도가 크게 증가한다. 마지막으로 DFT spreading 기법은 IFFT 처리에 앞서 병렬 신호를 DFT 처리하는 방법으로 부가 정보 없이 큰 PAPR 저감 효과를 갖는 매우 좋은 방법으로 논의되고 있다<sup>[10],[11]</sup>.

본 논문에서는 OFDMA 상향 링크 시스템에서 발생하는 높은 PAPR 문제를 해결하기 위한 방법으로 선택적 DFT spreading 기법을 새롭게 제안한다. 제안된 방법은 기존의 DFT spreading 기법에 선택적 특성을 추가한 것으로, SLM 기법과 DFT spreading 기법이 혼합된 형태를 갖는다. 즉, 각기 다른 벡터에 의한 위상 회전 및 DFT spreading을 거친 여러 개의 copy branch를 사용해 이 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 branch의 신호를 선택한다. 그러나 제안된 기법은 copy branch를 사용함에 있어 그 복잡도의 증가를 최소화하기 위해 하나의 DFT만을 사용하고, DFT 출력 신호에 여러 개의 각기 다른 matrix를 사용해 변환 처리한다. 여기서 matrix에 의한 변환 처리는 DFT 앞에서의 입력 데이터 위상 회전을 선형 변환함으로써 얻어진 특정 matrix가 DFT 뒤에서 신호와 곱해지는 것을 의미한다. 이러한 matrix들은 DFT 앞에서의 위상 회전 벡터 형태에 따라서 그 복잡도가 결정된다. 즉, DFT 앞의 위상 회전 벡터의 길이가 짝수이고, 주기가 짧을수록 이를 선형 변환한 matrix의 복잡도는 매우 낮아진다. 따라서, 본 논문에서는 길이가 2이고 +1, -1,  $tj$  그리고  $-j$ 로 이루어진 부분 시퀀스를 반복함으로써 얻어진 짝수 길이의 위상 회전 벡터를 선형 변환하여 이러한 matrix를 얻으며, 만약 병렬

입력 데이터의 수가 홀수인 경우에도 하나의 데이터를 DFT에 입력하지 않고 그대로 IFFT에 입력함으로써 짝수인 경우와 큰 차이 없는 성능을 얻을 수 있다. 성능 분석은 시뮬레이션 결과로 나타내며, 기존의 기법들과의 PAPR 저감 효과를 비교함은 물론, 유사한 성능의 SLM 기법과 그 계산량을 비교, 분석한다.

## II. OFDMA와 PAPR

각 사용자 단말 OFDM 송신기는 입력된 소스 비트 데이터를 심볼 매퍼에서 알맞은 level의 QAM 신호로 변조한 후 변조 신호를 직렬-병렬 변환기에서 M개의 병렬 신호로 변환한다. 변환된 신호열  $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 는 부반송파 할당 블록에서 N-M개의 '0'이 신호열 y의 앞에 LZ개, 뒤에 RZ만큼 (LZ+RZ=N-M) 삽입되어 N개의 신호로 구성된 신호열 X가 된다. 여기서  $X = [0, \dots, 0_{LZ-1}, y_0, y_1, \dots, y_{M-1}, 0, \dots, 0_{RZ-1}]^T$ 이며  $[1 \times M]$ 의 크기를 갖는다. 이렇게 변환된 길이 N의 신호열 X가 IFFT 블록을 통과한 후 전송되는 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} y_{n-LZ} \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \end{aligned} \quad (1)$$

$0 \leq t \leq NT$

여기서  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\Delta f$ 는 subcarrier spacing, 그리고 NT는 data block period이다.

이러한 송신 신호의 PAPR은 다음과 같다.

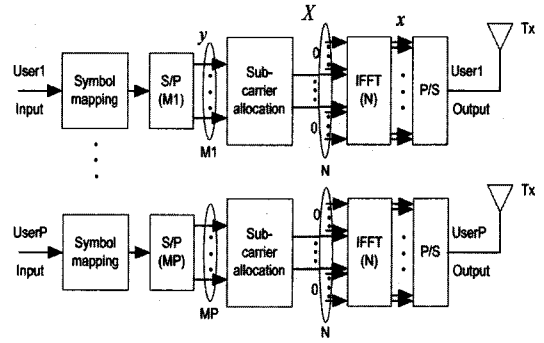
$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (2)$$

여기서  $E[\cdot]$ 는 평균 전력을 의미한다.

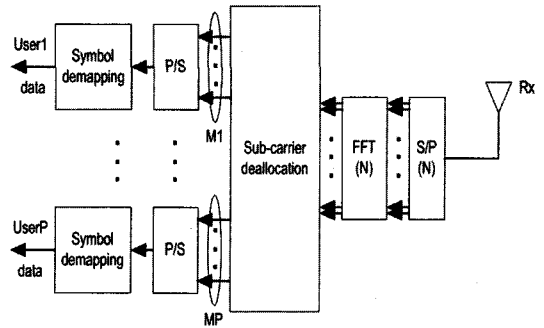
## III. DFT Spreading 기법

각 사용자의 DFT Spreading OFDMA 송신기의 M-point DFT 블록에 입력되는 심볼열을  $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 라 하면, DFT 블록을 통과하여 DFT 확산된 신호열은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot e^{-j2\pi km/M}, \\ &(k = 0, 1, \dots, M-1). \end{aligned} \quad (3)$$



(a) OFDMA 송신기 블록도  
(a) Block diagram of OFDMA transmitter



(b) OFDMA 수신기 블록도  
(b) Block diagram of OFDMA receiver

그림 1. 상향 링크에서의 OFDMA 송수신 블록 구성도  
Fig. 1. Block diagram of OFDMA transmitter and receiver in uplink.

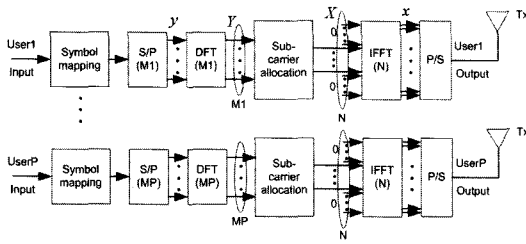
DFT 확산된 신호열 Y는 부반송파 할당 블록에서 N-M개의 '0'이 신호열 Y의 앞에 LZ개, Y의 뒤에 RZ만큼 (LZ+RZ=N-M) 삽입되어 N개의 신호로 구성된 신호열 X가 된다. 여기서  $X = [0, \dots, 0_{LZ-1}, Y_0, Y_1, \dots, Y_{M-1}, 0, \dots, 0_{RZ-1}]^T$ 이며  $[1 \times N]$ 의 크기를 갖는다. 부반송파 할당 블록을 통과한 길이 N의 신호열 X가 IFFT 블록을 통과한 후 전송되는 신호는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} Y_{n-LZ} \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N \cdot M}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot e^{-j2\pi m(n-LZ)/M} \cdot e^{j2\pi n \Delta f t} \end{aligned} \quad (4)$$

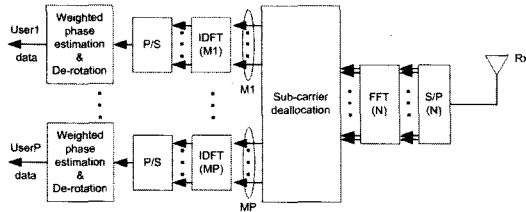
$0 \leq t \leq NT$

## IV. 제안하는 선택적 DFT Spreading 기법

### 4-1 기본형



(a) 송신기  
(a) Transmitter



(b) 수신기  
(b) Receiver

그림 2. 상향 링크에서의 DFT spreading OFDMA 송수신기

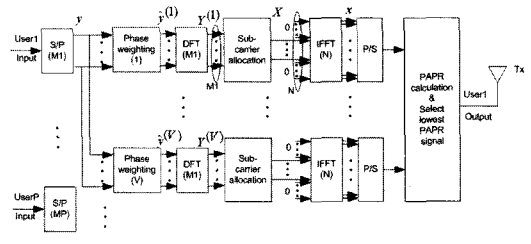
Fig. 2. DFT spreading OFDMA transmitter and receiver in uplink.

그림 3은 SLM에 기반을 둔 기본적인 선택적 DFT spreading OFDMA 시스템의 송수신 구성도 나타내고 있다. 먼저 입력된 각 사용자의 신호는  $M$ 개의 병렬 심볼열  $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 로 변환된다. 병렬 변환된 심볼열은 여러 개의 branch로 copy되며 각각 copy branch의 심볼열은 각기 다른 벡터  $b$ 에 의해 위상 회전된다. 여기서 위상 회전 벡터  $b$ 는

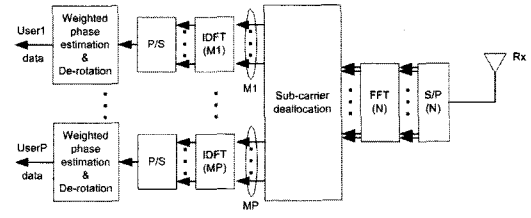
$$b^{(v)} = [b_0^{(v)}, b_1^{(v)}, \dots, b_{M-1}^{(v)}], \quad v = 1, 2, \dots, V. \quad (5)$$

여기서  $V$ 는 사용된 copy branch 수를 나타내며,  $v=1$ 인 즉, 첫 번째 copy branch에는 사실상 위상 회전을 주지 않으므로 첫 번째 위상 회전 벡터는 모두 1로 이루어진다. 위상 회전된 각 copy branch의 심볼열은  $\hat{y}^{(v)} = [y_0 b_0^{(v)}, y_1 b_1^{(v)}, \dots, y_{M-1} b_{M-1}^{(v)}]^T$ 로 나타내고 M-point DFT 블록을 거친 신호는 다음과 같이 나타낸다.

$$Y_k^{(v)} = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot b_m^{(v)} \cdot e^{-j2\pi nk/M}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1. \quad (6)$$



(a) 송신기  
(a) Transmitter



(b) 수신기  
(b) Receiver

그림 3. 기본적인 선택적 DFT spreading 기법의 구성도  
Fig. 3. Block diagram of basic selective DFT spreading method.

신호열  $Y$ 는 부반송파 할당 블록에서  $N-M$ 개의 '0'이 신호열  $Y$ 의 앞에  $LZ$ 개,  $Y$ 의 뒤에  $RZ$ 만큼 ( $LZ+RZ=N-M$ ) 삽입되어  $N$ 개의 신호로 구성된 신호열  $X$ 가 된다. 이러한 신호의 IFFT 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x^{(v)}(t) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n^{(v)} \cdot e^{j2\pi n\Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} Y_{n-LZ}^{(v)} \cdot e^{j2\pi n\Delta f t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=LZ}^{LZ+M-1} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot b_m^{(v)} \cdot e^{-j2\pi m(n-LZ)/M} \cdot e^{j2\pi n\Delta f t} \end{aligned} \quad (7)$$

(where,  $0 \leq t \leq NT, p=0, 1$ )

결국, 각 copy branch에서의 IFFT 출력 신호들 중 PAPR이 가장 낮은 branch의 신호는 최종 출력 신호로 선택되어 전송된다.

이러한 송신기의 계산량은 다음과 같이 나타낸다. 우선 N-point IFFT의 계산량은  $(N/2)\log_2 N$ 의 복소 곱과  $N\log_2 N$ 의 합으로 이루어짐을 이미 알고 있다. 또한 추가된  $V-1$ 개의 copy branch에서 위상 벡터의 곱은  $M(V-1)$ 의 곱을 필요로 함을 알 수 있다. 마지막으로 M-point DFT는  $M$ 이 2의 지수승이 아닌 경우  $M(q_1+q_2+\dots+q_{c+1})$ 개의 복소 곱과  $M(q_1+q_2+\dots+q_{c+2})$

개의 합으로 이루어진다. 여기서  $q_c$ 는  $M$ 을 이루는 소수로된 원소들의 값으로,  $M=q_1 \times q_2 \times \dots \times q_c$ 와 같으며,  $C$ 는 원소의 수를 나타낸다. 결국 기본적인 선택적 DFT spreading OFDMA 송신기의 계산량은

Multiplications:

$$V(M(q_1 + \dots + q_c + 1) + (N/2)\log_2 N) + M(V - 1),$$

Additions:  $V(M(q_1 + \dots + q_c + 2) + N\log_2 N)$ . (8)

한편 수신기의 동작은 송신기의 역과정으로 이루어지며, 송신기에서 사용된 위상 회전 벡터에 대한 정보는 side information을 통해 수신기로 전송된다.

4-2 새로운 기법 1(Even Case)

그림 3의 기본형은 여러 개의 copy branch를 사용함에 있어 각각의 위상 회전과 또한 각각의 DFT를 사용하므로 그 복잡도가 매우 크게 증가됨을 예상할 수 있다. 본 연구는 기본형 선택적 DFT spreading 기법의 기본형에 그 이론적 기반을 두고, 보다 복잡도가 덜 증가되는 새로운 선택적 DFT spreading 기법을 제안한다. 기본형에서 같이 각 사용자의 M-point DFT 블록에 입력되는 심볼열을  $y = [y_0, y_1, \dots, y_{M-1}]^T$ 라 하면, DFT 블록을 통과하여 DFT 확산된 신호열은 다음과 같이 나타난다.

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m=0}^{M-1} y_m \cdot e^{-j2\pi nk/M}, \quad (k=0, 1, \dots, M-1). \quad (9)$$

확산된 신호열  $Y$ 는 여러 개의 branch로 copy되어 각기 다른 위상 회전 행렬  $T$ 에 의해 변환되며, 변환된 신호를  $Y^{(v)}$ 라 하기로 한다(단  $v=1 \sim V$ : copy branch 수). 여기서, 행렬  $T$ 는  $[M \times M]$ 의 크기를 가지

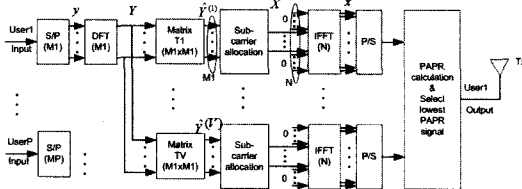


그림 4. 새로운 선택적 DFT spreading OFDMA 송신 블록 구성도  
Fig. 4. Block diagram of a new selective DFT spreading OFDMA system.

며, DFT 블록 이전의 심볼열  $y$ 에 특정 위상 회전 벡터  $b$ 를 곱한 것과 같은 역할을 수행한다. 이는 다음과 같이 구해질 수 있다.

먼저 over-sampling을 고려하지 않는 경우  $M$  point DFT는 다음과 같은  $Q$  행렬로 표현할 수 있다.

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^1 & \dots & W^{(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(M-1)} & \dots & W^{(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (10)$$

여기서  $W = e^{-j\frac{2\pi}{M}}$ 이고,  $M$  point IDFT는 행렬  $Q^{-1}$ 로 다음과 같이 표현된다.

$$Q^{-1} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & \dots & W^{-(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-(M-1)} & \dots & W^{-(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (11)$$

따라서 위의 DFT 출력은 다음과 같다.

$$Y = Qy \Rightarrow y = Q^{-1}Y. \quad (12)$$

DFT 앞에서의 각 위상 회전 벡터  $b^{(v)}$ 에 의한 위상 회전은 다음과 같은 위상 회전 행렬과의 곱으로 표현될 수 있다.

$$B^{(v)} = \begin{bmatrix} b_0^{(v)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_1^{(v)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b_{M-1}^{(v)} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (13)$$

따라서 위상 회전 후 DFT 처리된 출력 신호는 다음과 같다.

$$Y^{(v)} = QB^{(v)}y = QB^{(v)}Q^{-1}Y = T^{(v)}Y. \quad (14)$$

위의 식으로부터  $T^{(v)} = Q^{-1}B^{(v)}Q$ 임을 알 수 있고,  $T^{(v)} = [t_0^{(v)}, t_1^{(v)}, \dots, t_{M-1}^{(v)}]_{M \times M}$ 와 같다. 여기서

$$t_0^{(v)} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} b_0^{(v)} + b_1^{(v)} + \dots + b_{M-1}^{(v)} \\ b_0^{(v)} + b_1^{(v)}W^{-1} + \dots + b_{M-1}^{(v)}W^{-(M-1)} \\ \vdots \\ b_0^{(v)} + b_1^{(v)}W^{-(M-1)} + \dots + b_{M-1}^{(v)}W^{-(M-1)(M-1)} \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (15)$$

이고, 나머지 열은 첫 번째 열의 circular-shift version 이다.

만약, 변환되기 이전의 위상 회전 벡터  $b^{(v)}$ 가 짝수의 길이를 갖고, 길이  $W$ 를 갖는 어떠한 벡터를 주기적으로 반복하여 얻어진 것일 때, 변환된 행렬  $T^{(v)}$ 의 각 열은 최대  $W$ 개를 제외하고 모두 '0'으로 나타난다. 즉, 벡터  $b^{(v)}$ 를 이루는 부분 벡터의 길이  $W$ 가 짧을수록 행렬  $T^{(v)}$ 의 복잡도가 매우 낮게 나타난다.

본 논문에서는 시스템 복잡도 증가를 최소화 하고, SLM의 선택적 효과도 얻기 위해 입력 데이터에 대한 다음과 같은 위상 회전을 이용한다. 즉, 행렬  $T^{(v)}$ 의 모태가 되는 변환 전의 위상 회전 벡터  $b^{(v)}$ 를 길이  $W$ 가 2인 부분 벡터들을 반복 사용하여 얻는다. 이때 부분 벡터를  $c^{(v)} = [c_0^{(v)}, c_1^{(v)}]$ 라 할 때, 부분 벡터  $c^{(v)}$ 의 원소는  $c_w^{(v)} \in \{1, -1, j, -j\}$ 이다 (단,  $w=0, 1$ ). 이러한 부분 벡터로 이루어진 각각의 위상 회전 벡터를 행렬  $T^{(v)}$ 로 선형 변환함으로써, 행렬 내의 각 열이 최대 2개를 제외하곤 모두 '0'의 값을 갖는다.

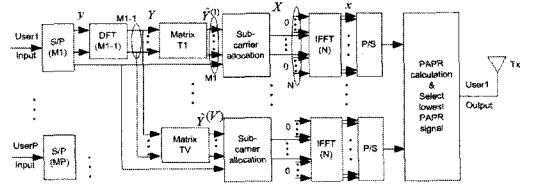
결국 각각의 행렬  $T^{(v)}$ 를 거친 copy branch들의 신호  $\mathcal{Y}^{(v)}$ 는 앞서의 DFT spreading OFDMA에서와 같이 부반송파 할당 블록에서  $N-M$ 개의 '0'이 신호열  $Y$ 의 앞에  $LZ$ 개,  $Y$ 의 뒤에  $RZ$ 만큼 ( $LZ+RZ=N-M$ ) 삽입되어  $N$ 개의 신호로 구성된 신호열  $X$ 가 되고, 각각의 IFFT 블록을 통과한 후 PAPR이 가장 낮게 나타나는 copy branch의 신호가 최종 출력 신호로 선택된다.

개선된 선택적 DFT spreading 기법의 계산량은 다음과 같이 계산된다. 앞에서 언급한 바와 같이 개선된 선택적 DFT spreading 기법에서 사용된 행렬  $T^{(v)}$ 는 길이가 2인 부분 시퀀스들의 반복으로 이루어진 위상 회전 시퀀스  $b^{(v)}$ 로부터 얻어진 것이므로 각 행렬  $T^{(v)}$ 의 계산량은  $2M$ 개의 복소 곱과  $M$ 개의 합으로 이루어진다. 결국 전체 계산량은

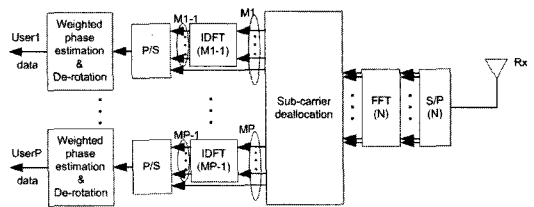
$$\begin{aligned} & \text{Multiplications:} \\ & M(q_1 + \dots + q_c + 1) + 2M(V-1) + V(N/2)\log_2 N, \\ & \text{Additions:} \\ & M(q_1 + \dots + q_c + 2) + 2M(V-1) + VN\log_2 N. \end{aligned} \quad (16)$$

### 4-3 새로운 기법 2(Odd Case)

행렬  $T$ 는 그 모태가 되는 위상 회전 시퀀스  $B$ 의 길이가 짝수이고, 그 구성이 짧은 부분 시퀀스의 반복으로 이루어질 때만 그 구성이 단순화 된다. 본 논문에서 제안한 방법은 길이가 2인 부분 시퀀스들이 반복되는 형태의 위상 회전 시퀀스  $B$ 로부터 행렬  $T$ 를 얻기 때문에 위의 조건에서 후자는 만족시키지만, 그 길이가 꼭 짝수가 된다는 보장은 없다. 즉, 사용자에게 할당된 부반송파의 수가 홀수 개라면, 사용된 행렬  $T$ 는 매우 복잡해질 것이다. 따라서 본 연구에서는 이렇게 홀수 개의 부반송파가 사용자에게 할당되었을 때를 위한 선택적 DFTs-OFDMA 기법을 제시한다. 홀수개의 부반송파 할당을 위한 선택적 DFTs-OFDMA의 동작은 다음과 같다. 병렬 변환된 데이터의 수  $M$ 이 홀수일 때, 먼저  $M-1$ 개의 데이터는 앞서의 방법과 동일하게 DFT 처리 및 각각의 행렬  $T$ 에 의해 변환된다. 변환된 각 copy branch의  $M-1$ 개의 데이터에 어떤 처리도 거치지 않은 나머지 1개의 데이터를 맨 끝에 삽입한다. 이렇게 삽입된 신호를 앞서의 방식과 같이 '0'을 삽입하고 각각의 IFFT를 거친 후 가장 PAPR이 낮은 신호를 선택하여 전



(a) 송신기  
(a) Transmitter



(b) 수신기  
(b) Receiver

그림 5. 홀수 개의 부반송파를 위한 선택적 DFT 확산 OFDMA 시스템

Fig. 5. Selective DFT spreading OFDMA system for odd number sub-carrier.

송한다.

이러한 방법은 하나의 데이터를 DFT spreading 없이 그대로 사용하지만 PAPR 저감 효과에는 큰 영향을 미치지 못한다. 또한 계산량도 다음과 같이 나타난다.

Multiplications:

$$(M-1)(q_1+\dots+q_C+1)+2(M-1)(V-1)+V(N/2)\log_2 N,$$

Additions:

$$(M-1)(q_1+\dots+q_C+2)+2(M-1)(V-1)+VN\log_2 N. \quad (17)$$

이는  $M$ 이 클 때 위의 방식과 큰 차이가 없다. 여기서의  $q_c$ 는  $M-1$ 을 이루는 소수로 된 원소들의 값으로,  $M-1=q_1 \times q_2 \times \dots \times q_C$ 와 같으며,  $C$ 는 원소의 수를 나타낸다.

### V. 성능 분석 및 확인

비교 분석으로는 본 논문에서 제안하는 선택적 DFT spreading, 기존의 DFT spreading 그리고 SLM을 사용한 경우를 각각 고려하였다. 성능 분석은 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하였다. 시뮬레이션에서 PAPR 저감 성능 분석에 사용된 파라미터는 다음과 같다.

- IFFT Size : 512
- Useful Subcarrier No : 300
- Transmitted Subcarrier No : 75, 100
- Modulation Mode : QPSK
- Oversampling : 4

#### 5-1 PAPR 저감 성능

그림 6은 유효 부반송파의 1/4인 75개의 부반송파를 사용하는 경우, 각 PAPR 저감 기법들에서 나타나는 PAPR 성능을 나타낸다. 논문에서 제안하는 방식은 2, 3 그리고 4 copy branch를 사용하는 경우에 대하여 각각 약 4.5, 4.9 그리고 5.2 dB의 PAPR 저감 효과를 가지며, 이는 기존의 DFT spreading만을 사용하는 경우보다 각각 약 0.9, 1.3 그리고 1.8 dB 가량 그리고 32 copy branch를 사용하는 SLM보다도 약 0.2, 0.6 그리고 0.95 dB 가량의 뛰어난 PAPR 저감 성능이다. 이는 앞의 IV장 2절의 odd case인 제안된 기법을 사용한 결과로, 독립적으로 삽입된 1개의 데이터는 실제 PAPR 저감 효과에 큰 영향을 미치지 않는다

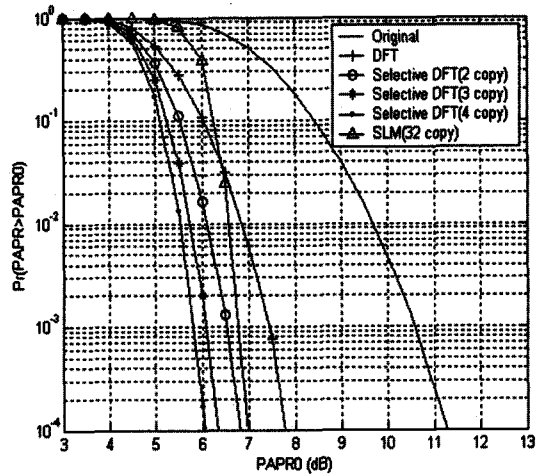


그림 6. PAPR 비교 (1)( $N=512, M=75, QPSK$ )

Fig. 6. Comparison of PAPR (1)( $N=512, M=75, QPSK$ ).

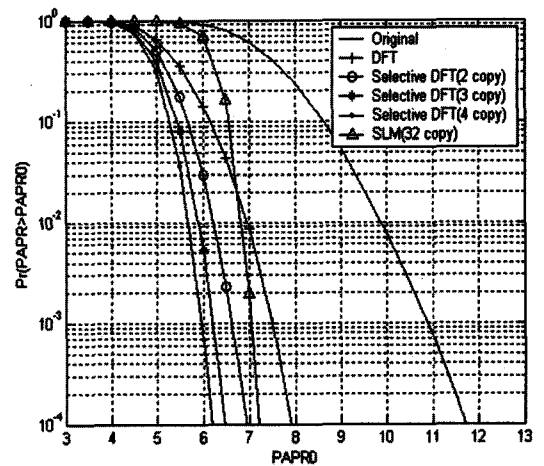


그림 7. PAPR 비교 (2)( $N=512, M=100, QPSK$ )

Fig. 7. Comparison of PAPR (2)( $N=512, M=100, QPSK$ ).

는 것을 알 수 있다.

그림 7은 유효 부반송파의 1/3인 100개의 부반송파를 사용하는 경우, 각 PAPR 저감 기법들에서 나타나는 PAPR 성능을 나타낸다. 제안하는 방식은 2, 3 그리고 4 copy branch를 사용하는 경우에 대하여 각각 약 4.7, 5.1 그리고 5.3 dB의 PAPR 저감 효과를 가지며, 이는 기존의 DFT spreading만을 사용하는 경우보다 각각 약 0.9, 1.3 그리고 1.7 dB 가량 그리고 32 copy branch를 사용하는 SLM보다도 약 0.2, 0.7 그리고 1 dB 가량의 뛰어난 PAPR 저감 성능이다.

표 1. 계산량 비교

Table 1. Complexity Comparison.

Tx Symbol Loading Rate		1/4	1/3
Tx Symbol Number (M)		75	100
Improved SDFTs	Multiplications	5792	6308
	Additions	10474	11016
SLM (32 copy)	Multiplications	76053	76828
	Additions	147456	147456
Complexity Reduction(%)	Multiplications	92.78	91.79
	Additions	92.90	92.53

## 5-2 계산량 비교

표 2는 제안된 방법과 32 copy branch를 사용하는 SLM의 계산량을 비교한 것이다. 제안된 방법은 앞서 PAPR 저감 성능 분석 결과에서 32 copy branch를 사용하는 SLM과 그 성능 차가 가장 적은 2 copy branch의 경우를 고려하였다. 결과로부터 제안된 기법은 사용자에 할당된 부반송파의 수가 75와 100일 때 유사한 성능에서 기존의 SLM보다 각각 92.78%와 91.79% 이상 낮은 복소 곱셈 수를, 그리고 92.90%와 92.53% 이상 낮은 합의 수를 나타낸다.

본 논문에서 제안하는 선택적 DFT spreading 기법이 기존의 PAPR 저감 기법들보다 뛰어난 PAPR 저감 효과를 갖는다는 것을 확인시켜 주며, 또한 단지 2개의 copy branch만으로도 32개의 copy branch를 갖는 SLM 방법보다 뛰어난 성능을 가짐을 알 수 있다. 이는 그 계산량에 있어서도 확연한 차이로 나타나므로 제안된 기법의 효율성을 쉽게 알 수 있다. 비록 시스템 복잡도를 더욱 줄이기 위해 even case와 odd case로 분할하였지만 이러한 제한된 방법의 사용은 보다 효과적인 PAPR 저감을 가능케 할 수 있을 것이다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 DFT spreading 기법에 선택적 특성을 추가함으로써 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 상향 링크 시스템에서 기존의 DFT spreading 기법보다 큰 PAPR 저감 성능을 얻을 수 있었다. 본 논문에서 제안하는 기법은 기존의

DFT spreading과는 달리 여러 개의 copy branch를 이용하여 이중 최소 PAPR을 갖는 신호를 선택한다. 여러 개의 copy branch를 사용함에 있어 그 복잡도의 증가를 최소화 하기 위해 하나의 DFT만을 사용하고, DFT 출력 신호에 여러 개의 각기 다른 matrix를 사용해 변환처리한다. 여기서 matrix에 의한 변환 처리는 DFT 앞에서의 입력 데이터 위상 회전을 선형 변환함으로써 얻어진 특정 matrix가 DFT 뒤에서 신호와 곱해지는 것을 의미하며, 각각의 matrix는 그 복잡도가 하나의 DFT보다 매우 낮게 설계하였다. 최종 시뮬레이션 결과로부터, 제안된 선택적 DFT spreading 기법은 전송 심볼의 개수가 각각 75, 100이고 copy branch 수가 4일 때 약 5.2 dB 이상의 PAPR 저감 효과를 가지며, 이는 기존의 DFT spreading만을 사용하는 경우보다 약 1.8 dB 이상, 그리고 32 copy branch를 사용하는 SLM보다도 약 0.95 dB 이상의 뛰어난 PAPR 저감 성능이다. 또한 복잡도의 비교에서도 사용자에 할당된 sub-carrier의 수가 100일 때, 제안된 기법은 기존의 DFT spreading 기법보다는 증가되었으나 유사한 성능의 SLM보다 약 91.79%의 곱셈량이 감소된 매우 효과적인 성능을 나타낸다.

## 참 고 문 헌

- [1] Zihua Guo, Wenwu Zhu, "Performance study of OFDMA vs. OFDM/SDMA", *Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2002*, vol. 2, pp. 565-569, May 2002.
- [2] R. W. Chang, R. A. Gibby, "A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 16, no. 4, pp. 529-540, Aug. 1968.
- [3] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 16, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] A. E. Jones, T. A. Wilkinson, and S. K. Barton, "Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ration of multicarrier transmission scheme", *Elect. Lett.*, vol. 30, no. 22, pp. 2098-2099, Dec. 1994.
- [7] H. Breiling, S. H. Mller-Weinfurtner, and J. B. Huber, "SLM peak-power reduction without explicit side information", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 239-241, Jun. 2001.
- [8] P. Van Eetvelt, G. Wade, and M. Tomlinson, "Peak to average power reduction for OFDM schemes by selective scrambling", *Elect. Lett.*, vol. 32, no. 21, pp. 1963-1964, Oct. 1996.
- [9] L. J. Cimini, Jr., N. R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences", *IEE Elect. Lett.*, vol. 4, no. 3, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [10] M. Schnell, I. De Broeck, "Application of IFDMA to mobile radio transmission", *IEEE 1998 International Conference on*, vol. 2, 5-9, pp. 1267-1272, Oct. 1998.
- [11] D. Galda, H. Rohling, "A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink systems", *Vehicular Technology Conference, IEEE 55<sup>th</sup>*, vol. 4, pp. 1737-1741, May 2002.
- [12] Nam-II Kim, Young-Hoon Kim, and Heung-Gyoon Ryu, "PAPR reduction in OFDM transmission using selective DFT spreading scheme", *Under Review the for the Publication of IEEE Transaction on the Consumer Electronics*.
- [13] Chin-Liang Wang, Yuan Ouyang, "Low-complexity selected mapping schemes for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems", *IEEE Transactions on, Signal Processing*, vol. 53, pp. 4652-4660, Dec. 2005.
- [14] Nguyen Thanh Hieu, Sang-Woo Kim, and Heung-Gyoon Ryu, "PAPR reduction of the low complexity phase weighting method in OFDM communication system", *IEEE Transactions on, Consumer Electronics*, vol. 51, pp. 776-782, Aug. 2005.

김 상 우



2003년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)  
 2003년 3월~2005년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2005년 3월~2007년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학박사)  
 [주 관심분야] OFDM 통신시스템,

UWB 통신 및 무선 LAN 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
 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 및 통신 신호 처리