

SLM 기반의 OFDM 통신 시스템을 위한 계산 복잡도 저감 기법

A Computational Complexity Reduction Scheme for SLM Based OFDM Communication Systems

조 수 범* 현 광 민** 박 상 규***
Soobum Cho Kwangmin Hyun Sang Kyu Park

요 약

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서 SLM (Selected Mapping)은 전송신호의 왜곡 없이 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)을 효율적으로 줄일 수 있는 기법이다. 하지만, 충분한 후보 OFDM 신호를 생성하기 위해서는 많은 양의 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 연산을 필요로 하고, 이는 SLM 기법을 매우 복잡하게 만든다. 따라서 본 논문에서는 첫 번째 후보 OFDM 신호를 변환하여 나머지 IFFT 연산들을 대체하는 새로운 SLM 기법을 제안한다. 제안된 기법은 기존의 SLM 기법과 비교하여 거의 같은 PAPR 저감 성능을 보임과 동시에 계산 복잡도는 크게 감소 시킬 수 있다.

ABSTRACT

SLM (Selected Mapping) is an efficient PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) reduction scheme without transmitted signal distortion in OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems. However, enormous IFFTs (Inverse Fast Fourier Transforms) are needed to generate sufficient candidate OFDM signals, which cause the SLM to become quite complex. In this paper, we propose a new SLM scheme that replaces the IFFT operations with a conversion of the first candidate OFDM signal. The proposed scheme significantly reduces computational complexity, while it shows almost the same PAPR performance as the conventional SLM scheme.

☞ keyword : Inverse Fast Fourier Transform (IFFT), Peak-to-Average Power Ratio (PAPR), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Selected Mapping (SLM)

1. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 높은 주파수 효율과 다중경로 페이딩 채널에 강인한 특성 때문에 고속의 무선 통신 시스템 설계를 위한 필수적인 기술이 되었다[1]. 따라서, OFDM은 WLAN (Wireless Local Area Network)[2], mobile WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access)[3] 그리고 3GPP LTE (Long Term Evolution)[4]와 같은 다양한 차세대 통신 기술 표준에 적용되었다. 하지만 OFDM 기술의 주요한 단점 중 하나가 전송 신호들에서 발생하는 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이다. 높은 PAPR은 송신단 증폭기에 넓은

선형구간을 요구하여 증폭기의 효율을 감소시킬 뿐 아니라 선형구간을 벗어난 신호에는 왜곡이 발생하여 수신성능을 감소시킨다. 이러한 PAPR을 감소시키기 위해서 많은 기술들이 제안되었다 [5-9]. 그 중 SLM (Selected Mapping)은 전송신호의 왜곡 없이 PAPR을 효율적으로 줄일 수 있기 때문에 PAPR 감소 기법 중 가장 각광받고 있는 기술로 평가 받고 있다. SLM 기법에서는 후보 심볼 시퀀스들을 생성하기 위하여 똑같이 복사된 입력 데이터 시퀀스들에 미리 정해진 위상 시퀀스들을 곱한다. 다음, 이 각각의 후보 심볼 시퀀스들은 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 연산을 거치게 된다. 마지막으로 가장 작은 PAPR을 가지는 후보 심볼 시퀀스가 선택되어 송신기를 통해 전송되게 된다[9]. 하지만 만약 SLM 기법에서 후보 심볼 시퀀스들의 수가 충분하지 않으면 PAPR 저감 성능이 크지 않다. 또한 높은 PAPR 저감성능을 위해 많은 양의 후보 심볼 시퀀스들을 생성하면 IFFT 연산의 수도 함께 늘어나게 되고, 이는 OFDM 시스템의 계산 복잡도를 크게 증가시켜 SLM 기법을 실제 통신시스템에 적용하는 것을 힘들게 한다. 이를 해결하기 위해 참고문헌 [10]

* 정 회 원 : 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 박사과정 sbcho98@hotmail.com

** 정 회 원 : 국립강릉원주대학교 정보통신공학과 교수 kamihyun@gwnu.ac.kr

*** 정 회 원 : 한양대학교 융합전자공학부 교수 (교신저자) spark@hanyang.ac.kr

[2011/08/11 투고 - 2011/09/03 심사(2011/11/01 2차) - 2011/11/29 심사완료]

에서는 IFFT 연산량을 획기적으로 줄일 수 있는 새로운 SLM 기법을 제안하였다. 하지만 충분한 복잡도 감소를 위해서는 PAPR 저감 능력이 감소하는 단점이 있다.

본 논문에서는 SLM 기법에서 PAPR 감소 성능에 거의 영향을 주지 않으면서 IFFT 연산을 통해 발생하는 계산 복잡도를 더욱 줄이는데 중점을 둔다. 제안된 기법에서는 후보 심볼 시퀀스들의 생성을 위해 첫 번째 후보 심볼 시퀀스에서 단지 한번의 IFFT 연산을 수행하고, 나머지 후보 심볼 시퀀스들은 추가의 IFFT 연산 없이 첫 번째 후보 심볼 시퀀스의 행렬 변환을 통해 구해지게 된다. 컴퓨터 모의 실험 결과를 통해 본 논문에서 제안된 기법은 기존의 SLM 기법 [9], [10]과 비교하여 PAPR 성능의 손실 없이 계산 복잡도를 크게 줄일 수 있음을 알 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 OFDM과 PAPR에 대해서 간단히 정의하고 SLM 기법에 대해 알아본다. 3장에서는 새롭게 제안된 SLM 기법에 대해 설명하고, 4장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해 얻은 결과들을 분석한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 내린다.

2. OFDM과 SLM의 시스템 구조

2.1 OFDM과 PAPR의 정의

OFDM 시스템에서 고속의 데이터 열은 N 개의 저속 데이터 열로 나누어진다. 각각의 저속 데이터 열은 N 개의 직교하는 부반송파들과 함께 전송된다. 이산 OFDM 신호 x_n 는 변조된 입력 심볼 시퀀스의 IFFT 연산을 통해 구할 수 있고 아래와 같이 표현된다.

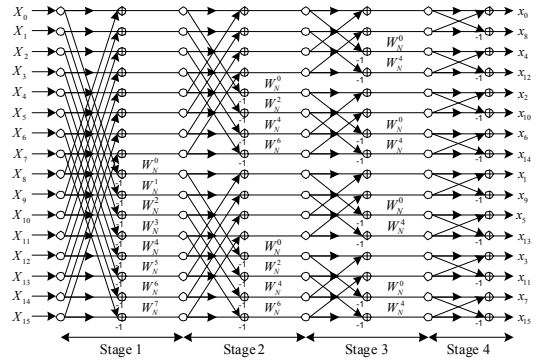
$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k W_N^{kn}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1)$$

여기서 N 은 부반송파의 수, $W_N = \exp[j2\pi / N]$, 그리고 $j = \sqrt{-1}$ 이다.

(그림 1)은 IFFT 알고리즘의 구조를 보여준다. $X_k, 0 \leq k \leq 15$, 은 주파수 영역에서 IFFT에 입력되는 심볼들을 나타내고, $x_n, 0 \leq n \leq 15$,은 IFFT 출력 심볼을 나타낸다. 이 알고리즘에서 변환은 단계별로 일어나고 단계의 수 M 은 $\log_2 N$ 이며, N 은 전체 입력 심볼들의 수이다. 만약 행렬 표현으로 $T_i, 1 \leq i \leq M$, 가 IFFT의 i 번째 단계를 나타내는 $N \times N$ 대칭 행렬이라고 가정하면, IFFT 출력 $\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots$

$x_{N-1}]^T$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다[10].

$$\mathbf{x} = \mathbf{T}_M \dots \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_1 \mathbf{X}. \quad (2)$$



(그림 1) IFFT 알고리즘의 구조

OFDM 신호의 PAPR은 최대 전력 대 평균 전력의 비율로 정의되며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x_n|^2}{E[|x_n|^2]}. \quad (3)$$

여기서 $E[\cdot]$ 는 기대 값을 의미한다.

2.2 SLM 기법

SLM 기법에서는 입력 심볼 시퀀스 $\mathbf{X} = [X_0 \ X_1 \ \dots \ X_{N-1}]^T$ 와 위상 회전 행렬 $\mathbf{P}^{(u)}, 1 \leq u \leq U$,의 곱을 통해 확률적으로 독립적인 심볼 시퀀스 $\mathbf{S}^{(u)}, 1 \leq u \leq U$,를 생성한다. 여기서 U 는 후보 OFDM 신호들의 수이다. 따라서 $\mathbf{S}^{(u)}$ 는 다음과 같이 표현된다 [9].

$$\begin{aligned} \mathbf{S}^{(u)} &= [S_0^{(u)} \ S_1^{(u)} \ \dots \ S_{N-1}^{(u)}]^T \\ &= [P_0^{(u)} X_0 \ P_1^{(u)} X_1 \ \dots \ P_{N-1}^{(u)} X_{N-1}]^T \\ &= \mathbf{P}^{(u)} \mathbf{X} \end{aligned} \quad (4)$$

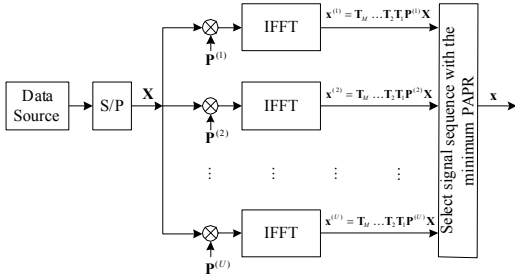
여기서 $\mathbf{P}^{(u)}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{P}^{(u)} = \begin{bmatrix} P_0^{(u)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_1^{(u)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & P_{N-1}^{(u)} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

$\mathbf{P}^{(u)}$ 의 원소는 복소수 $P_k^{(u)} = e^{j\theta_k^{(u)}}$, $\theta_k^{(u)} \in [0, 2\pi)$, $0 \leq k \leq N-1$, 에 의해 생성될 수 있다. 하지만 본 논문에서는 시스템을 간단하게 하기 위해서 $\mathbf{P}^{(u)}$ 의 원소들을 $\{\pm 1\}$ 또는 $\{\pm 1, \pm j\}$ 에서 선택한다. $\mathbf{S}^{(u)}$ 의 IFFT 연산을 수행한 후 후보 OFDM 신호들의 집합인 $\mathbf{x}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}^{(u)} = \mathbf{T}_M \dots \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_1 \mathbf{P}^{(u)} \mathbf{X}. \quad (6)$$

여기서 \mathbf{T}_i , $1 \leq i \leq M$ 는 IFFT연산의 i 번째 단계를 나타내는 $N \times N$ 대칭 행렬을 나타낸다. 최종적으로 $\mathbf{x}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$, 사이에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 OFDM 신호가 선택되고 이는 송신기를 통해 전송된다. (그림 2)는 SLM 기법의 구조를 나타낸다.



(그림 2) 일반적인 SLM 기법

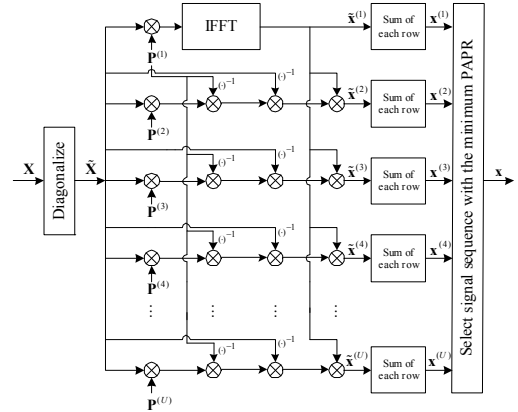
3. 제안된 SLM 기법

기존의 SLM 기법에서는 충분한 PAPR 저감 성능을 얻기 위해서 많은 수의 추가적인 OFDM 신호 시퀀스들을 생성해야만 했다. 하지만 충분한 양의 후보 OFDM 신호 시퀀스들의 생성은 각각의 후보 시퀀스들에 수행되는 IFFT 연산으로 인해 계산 복잡도가 크게 증가하였다. 따라서, SLM 기법을 실제 통신 시스템에 적용하기 위해서는 IFFT의 연산의 계산 복잡도를 감소시키는 것이 필요하다.

제안된 SLM 기법은 기존의 SLM 기법이 각각의 후보

심볼 시퀀스들에게 IFFT 연산을 수행했던 것과는 다르게 첫 번째 후보 OFDM 신호의 변환을 통해 얻은 행렬식이 나머지 후보 심볼 시퀀스들에게 수행되는 IFFT 연산을 대체한다. 따라서 전체 시스템의 계산 복잡도를 크게 줄일 수 있다. (그림 3)은 제안된 SLM기법의 구조를 나타낸다.

본 논문에서는 제안된 SLM기법을 2가지의 경우로 나누어 분석하였다. 그 첫 번째는, BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조 방식을 사용하고 위상 회전 시퀀스를 $\{\pm 1\}$ 로 제한하는 방법이다. 두 번째 방법은, QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 사용하고 위상 회전 시퀀스를 $\{\pm 1, \pm j\}$ 에서 선택하는 방식이다.



(그림 3) 제안된 SLM 기법

3.1 BPSK 변조 방식과 $\{\pm 1\}$ 위상 시퀀스

2장에서 우리는 IFFT 연산을 대칭 행렬의 단계적인 곱의 형태로 표현하였다. IFFT 연산은 많은 수의 덧셈과 곱셈 연산을 필요로 한다. SLM 기법은 많은 수의 IFFT 연산을 필요로 하기 때문에 결과적으로 시스템의 계산 복잡도가 매우 높고 이는 SLM기법을 실제 시스템에 적용하는 것을 힘들게 만든다.

본 논문에서는 IFFT 연산의 계산 복잡도를 줄이기 위해서, IFFT 연산을 대체하는 새로운 행렬의 곱을 사용한다. 만약 $\tilde{\mathbf{X}}$ 가 $N \times N$ 대각 행렬이고 그 대각 원소들이 식 (6)의 \mathbf{X} 의 원소들이라고 가정하면, $N \times N$ 행렬 $\tilde{\mathbf{x}}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$, 를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{x}}^{(u)} = \mathbf{T}_M \dots \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_1 \mathbf{P}^{(u)} \tilde{\mathbf{X}}. \quad (7)$$

여기서 u 가 1이라고 가정하고, 식 (7)의 양 변에 $\tilde{\mathbf{X}}$ 와 $\mathbf{P}^{(1)}$ 의 역행렬을 곱함으로써 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{T}_M \dots \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_1 = \tilde{\mathbf{x}}^{(1)} \tilde{\mathbf{X}}^{-1} (\mathbf{P}^{(1)})^{-1}. \quad (8)$$

그리고 여기서 얻어진 식 (8)을 $\tilde{\mathbf{x}}^{(u)}$, $2 \leq u \leq U$ 에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{x}}^{(u)} = \tilde{\mathbf{x}}^{(1)} \tilde{\mathbf{X}}^{-1} (\mathbf{P}^{(1)})^{-1} \mathbf{P}^{(u)} \tilde{\mathbf{X}}. \quad (9)$$

식 (9)의 $\tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{X}}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{X_0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{X_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{X_{N-1}} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

여기서 X_k , $0 \leq k \leq N-1$,는 변조된 입력 심볼 시퀀스들이다. 본 절에서는 변조방식이 BPSK라고 가정하였기 때문에 $X_k \in \{\pm 1\}$ 이고, 따라서 $1/X_k$ 와 X_k 는 같다. 결과적으로 $\tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{X}}^{-1} = \begin{bmatrix} X_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & X_{N-1} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{X}}. \quad (11)$$

또한, 식 (9)의 $(\mathbf{P}^{(1)})^{-1}$ 도 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$(\mathbf{P}^{(1)})^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{P_0^{(1)}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{P_1^{(1)}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{P_{N-1}^{(1)}} \end{bmatrix}. \quad (12)$$

여기서 $P_k^{(1)}$, $0 \leq k \leq N-1$ 는 u 가 1일 때 위상 회전 요소들이다. 여기서 $P_k^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$ 는 $\{\pm 1\}$ 에 제한된다고 가정

하였기 때문에, $1/P_k^{(1)}$ 와 $P_k^{(1)}$ 는 같다. 따라서, $(\mathbf{P}^{(1)})^{-1}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$(\mathbf{P}^{(1)})^{-1} = \begin{bmatrix} P_0^{(1)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & P_1^{(1)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & P_{N-1}^{(1)} \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{(1)} \quad (13)$$

따라서 식(11)과 식(13)으로부터 식(9)를 간단히 할 수 있으며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^{(u)} &= \tilde{\mathbf{x}}^{(1)} \tilde{\mathbf{X}} \mathbf{P}^{(1)} \mathbf{P}^{(u)} \tilde{\mathbf{X}} \\ &= \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,N-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N-1,0} & r_{N-1,1} & \dots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 r_{ab} , $1 \leq a \leq N-1$, $1 \leq b \leq N-1$,는 행렬 $\tilde{\mathbf{x}}^{(u)}$ 의 a 번째 행과 b 번째 열의 원소를 나타낸다.

식 (14)로부터, $N \times 1$ 후보 OFDM 신호 벡터 $\mathbf{x}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$,를 얻을 수 있고, 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{x}^{(u)} = \begin{bmatrix} r_{0,0} + r_{0,1} + \dots + r_{0,N-1} \\ r_{1,0} + r_{1,1} + \dots + r_{1,N-1} \\ \vdots \\ r_{N-1,0} + r_{N-1,1} + \dots + r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0^{(u)} \\ x_1^{(u)} \\ \vdots \\ x_{N-1}^{(u)} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

여기서 $x_n^{(u)}$, $0 \leq n \leq N-1$,는 후보 OFDM 심볼 시퀀스들의 원소이다. 최종적으로, 후보 신호 시퀀스 $\mathbf{x}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$ 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 OFDM 신호 시퀀스가 선택되고 송신단을 통해 전송된다.

3.2 QPSK 변조 방식과 $\{\pm 1, \pm j\}$ 위상 시퀀스

3.1 절의 경우와는 다르게 변조 방식이 QPSK이고 위상 회전 시퀀스가 $\{\pm 1, \pm j\}$ 이면, $\tilde{\mathbf{X}} \neq \tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 이고 $\mathbf{P}^{(1)} \neq (\mathbf{P}^{(1)})^{-1}$ 이기 때문에 식 (14)를 바로 얻을 수 없다. 따라서 식 (9)를 사용해야만 한다. 식 (9)에서 $\tilde{\mathbf{X}}$ 와 $\mathbf{P}^{(1)}$ 의 역

행렬을 구하기 위해서는 이 행렬들의 대각 성분들의 역을 취해야 한다. 일반적으로 덧셈에 대한 계산 복잡도는 곱셈이나 역변환의 계산 복잡도보다 낮다. 따라서, $\tilde{\mathbf{X}}$ 와 $\mathbf{P}^{(1)}$ 의 역행렬을 구하기 위해서 우리는 역변환이 아닌 덧셈을 통하여 구한다.

QPSK 변조 된 심볼들은 $\{\pm 1, \pm j\}$ 에 제한된다. 따라서 만약 $\tilde{\mathbf{X}}$ 의 각각의 원소들이 $\{\pm 1\}$ 의 값을 취하면 $\tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 의 원소들 또한 $\{\pm 1\}$ 이다. 만약 $\tilde{\mathbf{X}}$ 의 각각의 원소들이 $\{\pm j\}$ 의 값을 취하면 $\tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 의 원소들은 $\{j, -j\}$ 이 된다. 따라서 우리는 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\left(X_k\right)^{-1} = \begin{cases} \pm 1, & X_k = \pm 1, \\ X_k + (-2j), & X_k = j, \\ X_k + 2j, & X_k = -j. \end{cases} \quad (16)$$

여기서 $X_k, 0 \leq k \leq N-1$, 는 $\tilde{\mathbf{X}}$ 의 원소들이다.

$\mathbf{P}^{(1)}$ 의 원소들 또한 $\{\pm 1, \pm j\}$ 에 제한된다고 가정하였다. 따라서 $\left(\mathbf{P}^{(1)}\right)^{-1}$ 의 원소들 또한 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\left(P_k^{(1)}\right)^{-1} = \begin{cases} \pm 1, & P_k^{(1)} = \pm 1, \\ P_k^{(1)} + (-2j), & P_k^{(1)} = j, \\ P_k^{(1)} + 2j, & P_k^{(1)} = -j. \end{cases} \quad (17)$$

여기서 $P_k^{(1)}, 0 \leq k \leq N-1$, 는 $\mathbf{P}^{(1)}$ 의 원소들이다. 예를 들어 만약 $\mathbf{P}^{(1)}$ 의 대각 원소들이 $\{-1, j, j, 1, -j, \dots, -1\}$ 이면, $\left(\mathbf{P}^{(1)}\right)^{-1}$ 의 대각 원소들은 $\{-1, j, j, 1, j, \dots, -1\}$ 이다. 최종적으로 $N \times 1$ 후보 OFDM 신호 벡터 $\mathbf{x}^{(u)}, 1 \leq u \leq U$, 는 식 (15)에 의해서 구할 수 있다.

3.3 계산 복잡도

제안된 SLM 기법은 여분의 IFFT 연산 없이 후보 OFDM 신호들을 생성함으로써 계산의 복잡도를 낮추는 방법을 사용한다. 본 논문에서 IFFT 연산을 단계적인 행렬들의 곱으로 표현하였다. 따라서, 기존의 SLM 기법과 제안된 기법의 계산 복잡도를 비교하기 위해서 $N \times N$ 행렬이 서로 곱해질 때 행렬의 원소간에 발생하는 곱셈과 덧셈의 수를 분석하였다. $N \times N$ 행렬간의 곱은 3가지의

경우로 분류하였다. 첫 번째는 $N \times N$ 행렬과 $N \times N$ 행렬의 곱, 두 번째, $N \times N$ 행렬과 $N \times N$ 대각 행렬과의 곱, 마지막으로 $N \times N$ 대각 행렬과 $N \times N$ 대각 행렬간의 곱으로 분류한다. 첫 번째 경우의 행렬 곱에서는 N^3 번의 곱셈과 $N^2(N-1)$ 번의 덧셈이 필요하다. 두 번째 경우에는 덧셈 연산은 발생하지 않고 단지 N^2 번의 곱셈 연산만이 필요하다. 마지막으로 세 번째 경우에는 N 번의 곱셈 연산만이 발생한다.

앞에서 언급 하였듯이, IFFT 연산은 $\mathbf{T}_M \dots \mathbf{T}_2 \mathbf{T}_1$, 와 같이 단계적인 행렬의 곱으로 표현할 수 있으며, 여기서 $\mathbf{T}_i, 1 \leq i \leq M$, 는 IFFT의 i 번째 단계를 나타내는 $N \times N$ 대칭 행렬이고 M 은 $\log_2 N$ 이며 N 은 부반송파의 수이다. 따라서, 한 번의 IFFT 연산에는 $N^3(\log_2 N - 1)$ 번의 곱셈연산과 $N^2(N-1)(\log_2 N - 1)$ 번의 덧셈연산이 필요하다. 제안된 기법에서는 여분의 후보 OFDM 신호를 생성하기 위한 IFFT 연산을 식 (8)에서 얻은 행렬 곱 $\tilde{\mathbf{x}}^{(1)} \tilde{\mathbf{X}}^{-1} \left(\mathbf{P}^{(1)}\right)^{-1}$ 로 대체한다. $\tilde{\mathbf{X}}^{-1}$ 와 $\left(\mathbf{P}^{(1)}\right)^{-1}$ 는 대각행렬이기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}^{(1)} \tilde{\mathbf{X}}^{-1} \left(\mathbf{P}^{(1)}\right)^{-1}$ 는 간단한 연산이며, 덧셈의 연산 없이 단지 $N(N+1)$ 번의 곱셈연산으로 구현이 가능하다. 만약 전체 후보 OFDM 신호의 수가 U 라고 가정하면, 기존의 SLM 기법에서 발생하는 IFFT 연산에 필요한 곱셈의 수 v_{mul} 와 덧셈의 수 v_{add} 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{mul} = N^3 U ((\log_2 N) - 1). \quad (18)$$

$$v_{add} = N^2 U (N - 1) ((\log_2 N) - 1). \quad (19)$$

여기서 N 은 부반송파의 수이다. 또한, 제안된 기법을 위한 곱셈의 수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$l_{mul} = N^3 ((\log_2 N) - 1) + N(N+1)(U - 1). \quad (20)$$

일반적으로 곱셈연산과 비교하여 덧셈연산은 시스템에 주는 부담이 작다. 따라서, 본 논문에서는 기존 SLM 기법을 위한 덧셈의 수 v_{add} 와 식(16)과 식(17)의 역변환을 위한 덧셈 연산의 수는 무시하며, 단지 곱셈 연산의 수만 비교한다.

(표 1)은 기존의 SLM 기법과 본 논문에서 제안된 기법의 계산 복잡도를 비교하기 위하여 부반송파의 수 N 과 후보 OFDM 신호 수 U 의 변화에 따른 제안된 기법의 계

산 복잡도 감소 비율 (Computational Complexity Reduction Ratio: CCRR)을 나타내고 있다. CCRR은 아래와 같이 정의된다 [11].

$$CCRR = \left(1 - \frac{\text{제안된 SLM기법의 복잡도}}{\text{기존 SLM기법의 복잡도}}\right) \times 100\% = \left(1 - \frac{I_{mul}}{V_{mul}}\right) \times 100\% \quad (21)$$

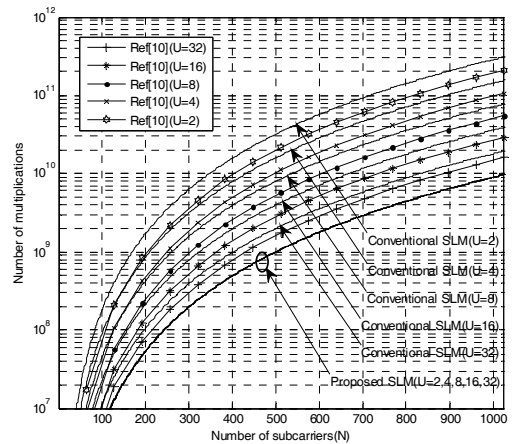
(표 1) 제안된 기법의 계산 복잡도 감소 비율(CCRR)(%)

N	U=2	U=4	U=8	U=16	U=32
32	49.597	74.396	86.795	92.995	96.095
64	49.841	74.762	87.222	93.453	96.568
128	49.934	74.902	87.385	93.627	96.748
256	49.972	74.958	87.451	93.698	96.821
512	49.988	74.982	87.479	93.727	96.851
1024	49.995	74.992	87.491	93.740	96.865
2048	49.998	74.996	87.496	93.745	96.871

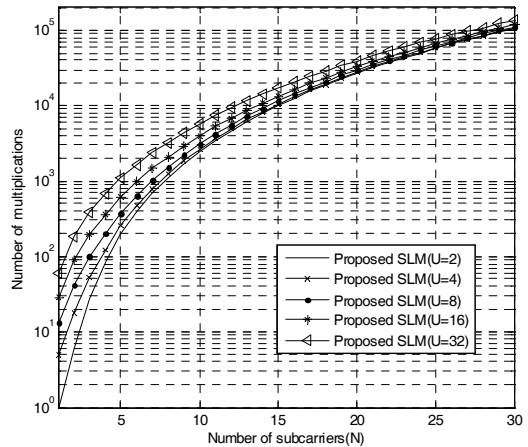
후보 OFDM 신호의 수 U 는 2, 4, 8, 16, 32로 가정하고, 부반송파의 수 N 는 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048로 가정하였다. 표 1로부터 제안된 기법은 U 가 2일 경우 부반송파의 수 N 에 크게 영향을 받지 않으면서 계산 복잡도 감소 비율이 약 50%임을 알 수 있다. 이는 제안된 기법이 U 가 가장 작은 경우에도 기존의 SLM 기법과 비교하여 반정도의 곱셈 연산량만을 필요로 하는 것을 알 수 있다. SLM 기법은 충분한 PAPR 감소 성능을 얻기 위해서는 U 의 수를 증가 시켜야 하는 특징이 있다. 따라서 U 의 수가 큰 경우에도 복잡도 감소 비율이 줄어들지 말아야 한다. 표1을 보면 U 의 수가 2배씩 증가할 때마다 제안된 기법의 계산 복잡도 감소 비율도 약 2배씩 증가하는 것을 알 수 있다. 여기서 모든 수의 U 의 경우에, 부반송파의 수 N 이 증가할수록 복잡도 감소 비율은 증가하지만 U 의 수의 변화일 때와 비교해서는 큰 영향을 주지 않는다. 또한 U 가 32일 때에는 기존의 SLM기법과 비교하여 제안된 기법은 단지 약 3%의 곱셈 연산량만을 필요로 한다. 따라서 (표 1)을 통하여 제안된 기법은 큰 PAPR 감소를 요구하는 시스템에 더욱 적합함을 알 수 있다.

4. 모의 실험 결과

이 장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해 기존의 SLM 기



(그림 4) 기존 SLM 기법들과 새로운 SLM 기법의 계산 복잡도 비교

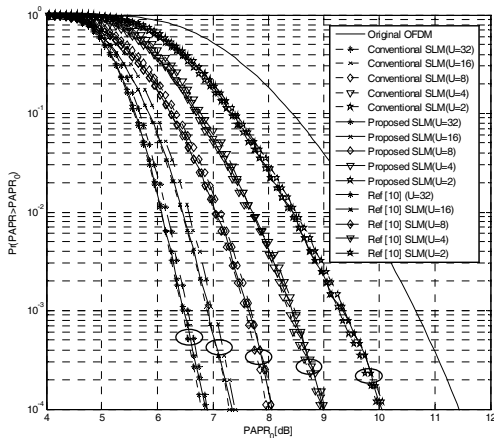


(그림 5) 제안된 SLM기법의 계산 복잡도

법들과 본 논문에서 제안된 기법의 계산 복잡도 성능 분석과 함께 PAPR 성능을 비교하였다.

(그림 4)는 기존의 SLM과 참고문헌 [10]의 기법 그리고 본 논문에서 제안된 기법의 계산 복잡도를 나타내고 있다. 계산의 복잡도는 각각의 시스템에 필요한 IFFT 연산을 구현하기 위한 곱셈 연산의 수로 비교하였다. (그림 4)를 통하여 제안된 SLM 기법은 계산의 복잡도를 크게 낮출 수 있는 것을 알 수 있다. 예를 들어 부반송파의 수가 1000이고 후보 OFDM 신호의 수가 8일 때, 제안된 기법은 기존의 SLM과 참고문헌 [10]과 각각 비교하여 단지 약 10%와 14% 정도의 곱셈 연산량만을 필요로 한다.

(그림 5)는 (그림 4)에서 보인 제안된 SLM 기법의 복



(그림 6) 기존 SLM 기법들과 새로운 SLM 기법의 PAPR 성능 비교

도 그래프를 더욱 상세히 보여주고 있다. 여기서 최대 부반송파의 수는 30이라고 가정하였으며, 후보 OFDM 신호의 수 U 는 2, 4, 6, 16, 32로 설정하였다. 이 그림을 통하여 제안된 기법은 N 이 30 이상일 때에는 후보 OFDM 신호의 수 U 의 변화에 거의 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 U 의 수를 늘려도 제안된 SLM 기법은 전체 시스템 복잡도에 크게 영향을 받지 않는다. 기존의 SLM 기법들에서 큰 PAPR 감소 성능을 얻기 위해서는 충분한 수의 U 가 필요하다는 것을 고려하면, 제안된 SLM 기법은 시스템의 복잡도에 거의 영향을 주지 않으면서 PAPR을 크게 감소시킬 수 있는 아주 효율적인 기법이다.

기존의 SLM 과 제안된 기법의 계산 복잡도 비교 분석과 함께 PAPR 성능도 비교하였다. 모의 실험에는 QPSK 변조방식이 사용되었으며 부반송파의 수는 64로 가정하였다. 기존의 SLM 기법들과 제안된 기법을 위한 위상 회전 행렬 $\mathbf{P}^{(u)}$, $1 \leq u \leq U$, 의 원소들은 $\{\pm 1, \pm j\}$ 에서 무작위로 선택되었다. 또한 후보 OFDM 신호의 수 U 는 2, 4, 8, 16, 32개로 가정했다. PAPR은 확률적인 값이기 때문에 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function)을 통해 성능을 분석하였다.

(그림 6)은 기존의 SLM 기법과 참고문헌 [10]의 기법 그리고 본 논문에서 새롭게 제안된 SLM 기법의 PAPR 감소 성능 비교를 보여주고 있다. (그림 6)을 통해 후보 OFDM 신호의 수 U 가 증가할수록 기존의 SLM 기법들과 제안된 기법 모두 PAPR 성능이 증가함을 알 수 있다. 또한 제안된 기법은 U 가 2, 4, 8, 16, 32의 모든 경우에서 기

존의 SLM 기법들과 비교하여 거의 같은 성능을 보임을 알 수 있다. 따라서 제안된 기법은 PAPR 성능의 감소 없이 계산 복잡도를 크게 줄일 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서 우리는 낮은 계산 복잡도를 갖는 새로운 SLM 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 IFFT 연산을 위한 계산 복잡도를 줄이는데 중점을 두었으며, 이를 위해 첫 번째 후보 신호를 변환시켜 얻은 행렬식을 통하여 추가의 후보 신호 생성을 위한 IFFT 연산들을 대체하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 SLM 기법은 충분한 PAPR 감소성능을 얻기 위해서는 추가적으로 많은 IFFT 연산을 수행해야만 하는 기존의 SLM 기법의 단점을 극복할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [2] X. Yang, "IEEE 802.11n: enhancements for higher throughput in wireless LANs," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 12, no. 6, pp. 82-91, Dec. 2005.
- [3] F. Wang, et al., "Mobile WiMAX systems: performance and evolution," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 46, no. 10, pp. 41-49, Oct. 2008.
- [4] D. Astely, et al., "LTE: the evolution of mobile broadband," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 4, pp. 44-51, Apr. 2009.
- [5] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, Apr. 2005.
- [6] P. Varahram, W. F. Al-Azzo, and B. M. Ali, "A low complexity partial transmit sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 2416-2420, Nov. 2010.
- [7] J. Yang, L. Chen, Q. Liu, and D. Chen, "A modified selected mapping technique to reduce the peak-to-average power ratio of OFDM signals," *IEEE*

- Trans. Consumer Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 846-851, Aug. 2007.
- [8] K. D. Choe, S. C. Kim, and S. K. Park, "Pre-scrambling method for PAPR reduction in OFDM communication systems," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 50, no. 4, pp. 1044-1048, Nov. 2004.
- [9] R. W. Bäuml, R. F. H. Fisher, and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *IEE Elec. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [10] D. W. Lim, J. S. No, C. W. Lim, and H. Chung, "A new SLM OFDM scheme with low complexity for PAPR reduction," *IEEE signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 2, pp. 93-96, Feb. 2005.
- [11] P. Varahram, W. F. Al-Azzo, and B. M. Ali, "A low complexity partial transmit sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM systems," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 2416-2420, Nov. 2010.

● 저 자 소 개 ●

조 수 범



2006년 동아대학교 전자공학과 졸업(학사)
 2008년 한양대학교 대학원 전자컴퓨터통신공학과 졸업(석사)
 2008년~현재 한양대학교 대학원 전자컴퓨터통신공학과 박사과정
 관심분야 : 차세대 이동통신 시스템, MIMO-OFDM, Relay Communications
 E-mail : sbcho98@hotmail.com

현 광 민



1989년 2월 한양대학교 전자통신공학 졸업(학사)
 1995년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학 졸업(석사)
 2004년 8월 한양대학교 대학원 전자통신전과공학 졸업(박사)
 1989년~1994년 (주) 대우통신
 1995년~1996년 (사) 고등기술연구원
 1997년~2001년 (주) 케이앰더블유
 2005년~현재 국립강릉원주대학교 정보통신공학과 교수
 관심분야 : 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리
 E-mail : kamihyun@gwnu.ac.kr

박 상 규



1974년 서울대학교 전기공학과 졸업(학사)
 1980년 Duke University(석사)
 1987년 University of Michigan(박사)
 1987년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수
 관심분야 : 차세대 이동통신 시스템, 확산대역통신, MIMO-OFDM, Relay Communications
 E-mail : skpark@hanyang.ac.kr